

АППАРАТУРНЫЕ МЕТОДЫ РАДИОСПЕКТРОСКОПИИ МЕЖЗВЕЗДНОЙ СРЕДЫ]

II. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА МЕТОДОВ

Н. Ф. Рыжков

Произведена сравнительная оценка основных радиометрических методов спектральных измерений, рассмотренных в [1]. Получены выражения для оценки ложных спектральных сигналов, вызываемых нестабильностью характеристик малошумящих усилителей СВЧ и изменениями уровня принимаемого излучения со сплошным спектром. При этом учитывается влияние возможных интерференционных паразитных сигналов, которые возникают из-за рассогласований во входном тракте модуляционного приемника. Приводятся количественные оценки относительной величины ложных сигналов и относительного проигрыша в чувствительности при различных методах измерений.

Comparative estimation of the basic radiometric methods of spectral measurements considered in [1] is performed. Expressions are obtained to estimate false spectral signals caused by the instability of characteristics of low-noise microwave frequency amplifiers and by the level variations of the received continuous spectrum radiation. Here, the effect of possible interference unwanted signals which arise due to the input mismatch of the modulation receiver is taken into account. Quantitative estimates of the relative amount of false signals and of the relative decrease in sensitivity which can be obtained using different measuring techniques are presented.

§ 1. Предварительные замечания

Сравнительная оценка основных радиоастрономических методов спектральных измерений, которые применяются для исследования радиолиний, полезна в том отношении, что она позволяет более полно выявить преимущества и недостатки этих методов в зависимости от задач и условий наблюдений и определить требования, предъявляемые к приемной аппаратуре при том или ином методе измерений. Критерием для сравнительной оценки может служить реальная чувствительность спектрометра при различных методах измерений, если заданы условия наблюдений и определены характеристики аппаратуры и их нестабильность.

Теоретическую чувствительность спектрометра в общем случае можно выразить в виде

$$\delta T_i = \mu_i q T_{\text{ш}i}, \quad (1)$$

где μ_i — методический проигрыш в чувствительности, который определяется применяемым методом измерений и дополнительной методической погрешностью анализатора; $q = \alpha / \sqrt{\Delta f_p t_o}$ — основная относительная статистическая погрешность анализатора [1]*; $T_{\text{ш}i}$ — шумовая температура приемной системы при данном методе измерений. Индексами $i=1, 2, \dots$ будут условно обозначаться различные методы измерений.

Для рассматриваемых здесь методов значения μ_i , взятые из формул (98), (100), (102) и (115) работы [1], сведены в табл. 1.

* Величина $Q=1/q$ обычно называется радиометрическим выигрышем.

ТАБЛИЦА 1

i	Метод измерений	Тип анализатора	μ_i
1	Компенсационный метод	Многоканальный фильтровой	$\sqrt{1 + \frac{\Delta f_p}{\Delta f_0}}$
2	Метод частотной модуляции	То же	2
3	Квазиулевой метод двойного сравнения	» »	$2 \sqrt{1 + \frac{\Delta f_p}{\Delta f_0}}$
4	Нулевой метод двойного сравнения	» »	$2 \sqrt{1 + \frac{\Delta f_p}{\Delta f_c}}$
5	Метод частотной модуляции	Многоканальный цифровой знаковый автокорреляционный	≈ 2.8
6	Модуляционный метод сравнения с эквивалентом	То же	≈ 2.8

Реальная чувствительность спектрометра всегда хуже теоретической из-за влияния внешних помех и нестабильности аппаратуры. Обозначим через ΔT_{ni} суммарную дополнительную погрешность оценки спектральной плотности на частоте f_n при данном методе измерений, обусловленную этими причинами. Тогда реальный проигрыш в чувствительности в общем случае можно характеризовать выражением

$$\Pi_i = \mu_i \left(1 + \frac{|\Delta T_{ni}|}{\delta T_i} \right) \frac{T_{mi}}{T_{m1}}, \quad (2)$$

где T_{m1} — шумовая температура приемной системы при компенсационном методе измерений (предполагается, что этот метод позволяет получить наименьшую шумовую температуру системы, поскольку в этом случае высокочастотный тракт имеет наиболее простую конструкцию).

Для сравнительной оценки методов нет необходимости учитывать реальные параметры и возможную нестабильность характеристик всех функциональных узлов спектрометра. Достаточно выделить один узел, характеристики которого менее стабильны и в большей степени влияют на работу спектрометра по сравнению с другими узлами. В этом случае характеристики последних можно в той или иной степени идеализировать.

В современных спектрометрах наиболее ответственным узлом, определяющим реальную чувствительность, является высокочастотный тракт с мал шумящим усилителем. Поэтому в качестве критерия для сравнительной оценки целесообразно принять реальную чувствительность спектрометра с учетом нестабильности характеристик мал шумящего усилителя высокой частоты (УВЧ). Характеристики последующего тракта можно при этом считать абсолютно стабильными.

Предположим, что шумовая температура приемника определяется главным образом распределенными потерями во входном тракте и в полосе пропускания УВЧ не зависит от частоты, а коэффициент передачи мощности УВЧ в полосе анализа достаточно большой, чтобы вкладом шумов последующего тракта можно было пренебречь.

При выводе оценок будем считать, что при всех методах применяются многоканальные анализаторы с одинаковыми параметрами Δf_p и q .

§ 2. Компенсационный радиоспектрометр

На рис. 1 приведена функциональная схема многоканального фильтрового спектрометра, работающего по компенсационному методу. Постоянные составляющие на выходе детектора n -го спектрального канала и на выходе детектора канала сравнения определим выражениями

$$\begin{aligned}\bar{W}_n &= k(T_{\text{лн}} + T_{\text{ф}} + T_{\text{в}}) \Delta f_{\text{рн}} G_{\text{вн}} G_n; \\ \bar{W}_0 &= k(T_{\text{ф}} + T_{\text{в}}) \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0;\end{aligned}$$

где k — постоянная Больцмана; $T_{\text{лн}}$ — средняя в полосе $\Delta f_{\text{рн}}$ температура радиолинии; $T_{\text{ф}}$ — антенная температура фона, имеющего равномерный спектр; $T_{\text{в}}$ — шумовая температура приемника; $G_{\text{вн}}$ и $G_{\text{в0}}$ — средние коэффициенты передачи мощности УВЧ в полосах пропускания $\Delta f_{\text{рн}}$ и Δf_0 соответственно; G_n и G_0 — средние коэффициенты передачи мощности последующего тракта (от входа 1-го смесителя до выхода детектора соответствующего канала) в полосах пропускания $\Delta f_{\text{рн}}$ и Δf_0 соответственно.

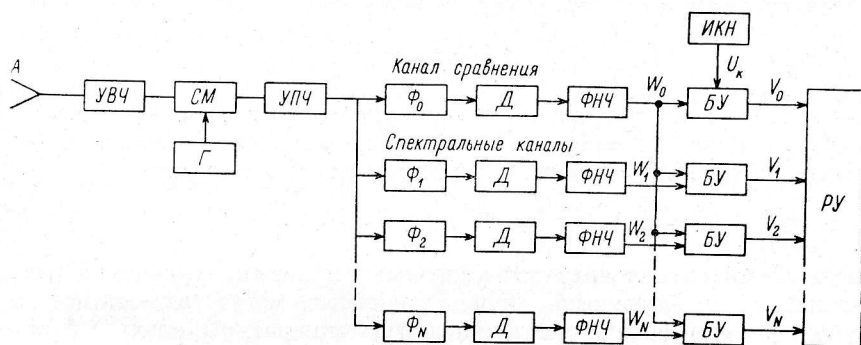


Рис. 1. Функциональная схема многоканального компенсационного радиоспектрометра.

А — антенна; УВЧ — усилитель высокой частоты; СМ — смеситель; Г — гетеродин; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Φ_0 – Φ_N — полосовые фильтры; Д — квадратичные детекторы; ФНЧ — фильтры нижних частот; БУ — балансные устройства; РУ — регистрирующее устройство; ИКН — источник компенсирующего напряжения.

Разностный сигнал на выходе балансного устройства n -го канала анализатора будет равен (полагая коэффициент передачи балансного устройства равным единице)

$$V_n = \bar{W}_n - \bar{W}_0 = k \left[T_{\text{лн}} \frac{\Delta f_{\text{рн}} G_{\text{вн}} G_n}{\Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0} + (T_{\text{ф}} + T_{\text{в}}) \left(\frac{\Delta f_{\text{рн}} G_{\text{вн}} G_n}{\Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0} - 1 \right) \right] \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0. \quad (3)$$

Обозначим отношения

$$\frac{\Delta f_{\text{рн}}}{\Delta f_0} = b_n, \quad \frac{G_{\text{вн}}}{G_{\text{в0}}} = 1 + g_n, \quad \frac{G_n}{G_0} = 1 + \gamma_n, \quad (4)$$

где коэффициенты

$$g_n = \frac{G_{\text{вн}} - G_{\text{в0}}}{G_{\text{в0}}} \quad \text{и} \quad \gamma_n = \frac{G_n - G_0}{G_0}$$

характеризуют неравномерность частотной характеристики коэффициентов передачи УВЧ и последующего тракта соответственно.

Тогда (3) принимает вид

$$V_n = k \{ T_{\text{лн}} b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) + (T_{\text{ф}} + T_{\text{в}}) [b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - 1] \} \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0. \quad (5)$$

Перед наблюдением линии (при $T_{\text{лн}} = 0$) производится балансировка каналов анализатора, которая заключается в том, что путем регулировки уси-

ления в спектральных каналах (т. е. изменением G_n и, следовательно, γ_n) добиваются предельного уменьшения постоянной составляющей на выходе каналов анализатора

$$\bar{V}_n = k (T'_\phi + T_v) [b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - 1] \Delta f_0 G_{v0} G_0 \rightarrow 0.$$

Здесь T'_ϕ — температура фона во время балансировки. Штрихами везде обозначаются начальные значения соответствующих параметров.

Идеальная балансировка достигается при выполнении условия

$$1 + \gamma'_n = \frac{1}{b_n (1 + g'_n)}, \quad (6)$$

т. е. при

$$\Delta f_{in} G'_{v0} G_n = \Delta f_0 G'_{v0} G_0.$$

В действительности балансировка каналов всегда выполняется с некоторой погрешностью, которая определяется уровнем выходных флуктуаций. Поэтому в результате реальной балансировки условие (6) выполняется приближенно и в общем случае его можно записать в виде

$$1 + \gamma'_n = \frac{1 + \beta_n}{b_n (1 + g'_n)}, \quad (7)$$

где β_n — коэффициент, характеризующий погрешность балансировки. Подставив (7) в (5) при $T_{in} = 0$, получим выражение, определяющее начальный паразитный сигнал, обусловленный неточностью балансировки,

$$\bar{V}_{in}^0 = k (T'_\phi + T_v) \Delta f_0 G_{v0} G_0 \beta_n. \quad (8)$$

Этот паразитный сигнал является условным «нулевым» уровнем канала.

Отклонения от «нулевого» уровня, которые могут вызываться изменениями температуры фона и нестабильностью аппаратуры, следует рассматривать как ложные спектральные сигналы. Для их оценки воспользуемся исходным выражением (5), положив $T_{in} = 0$,

$$\bar{V}_{in} = k (T'_\phi + T_v) [b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - 1] \Delta f_0 G_{v0} G_0. \quad (9)$$

Оценку величины приведенного ко входу приемника суммарного ложного сигнала, обусловленного изменениями температуры фона (ΔT_ϕ), общего усиления УВЧ (ΔG_{v0}) и деформациями частотной характеристики УВЧ (Δg_n), можно произвести, используя следующее уравнение:

$$\begin{aligned} \Delta T_{in} &= \frac{1}{k \Delta f_0 G'_{v0} G_0} \left[\left(\frac{\partial V_{in}}{\partial T_\phi} \right) \Delta T_\phi + \left(\frac{\partial V_{in}}{\partial G_{v0}} \right) \Delta G_{v0} + \left(\frac{\partial V_{in}}{\partial g_n} \right) \Delta g_n \right] = \\ &= T'_{in} \left\{ \left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_\phi} + \frac{\Delta G_{v0}}{G'_{v0}} \right) [b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - 1] + b_n (1 + \gamma_n) \Delta g_n \right\}. \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь $T'_{in} = T'_\phi + T_v$ — начальная шумовая температура системы. Учитывая условие начальной балансировки (7) и полагая, что выполняются условия $\beta_n \ll 1$ и $g'_n \ll 1$, получим

$$\Delta T_{in} \approx T'_{in} \left[\left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_\phi} + \frac{\Delta G_{v0}}{G'_{v0}} \right) \beta_n + \Delta g_n \right]. \quad (11)$$

Отсюда видно, что при компенсационном методе величина ложного сигнала определяется главным образом погрешностью балансировки и нестабильностью частотной характеристики УВЧ.

Будем считать, что погрешность балансировки (8) определяется среднеквадратичным значением выходных флуктуаций, т. е. приближенно выполняется условие $T'_{in} \beta_n \approx \delta T_1$. Отсюда

$$\beta_n \approx \frac{\delta T_1}{T'_{in}} = q.$$

Подставив это значение в (11), получим следующее выражение для оценки ложного сигнала в случае реально достижимой точности балансировки:

$$\Delta T_{н1} \approx q T'_m \left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_m} + \frac{\Delta G_{в0}}{G_{в0}} + \frac{\Delta g_n}{q} \right). \quad (12)$$

В соответствии с (1) и табл. 1 определим теоретическую чувствительность

$$\delta T_1 = \nu_1 q T_{м1} = \sqrt{1 + \frac{\Delta f_p}{\Delta f_0}} \cdot q (T'_m + \Delta T_\phi) \approx q (T'_m + \Delta T_\phi) \quad (13)$$

(полагаем $\Delta f_0 \gg \Delta f_p$).

Подставив (12) и (13) в (2), получим следующее выражение для оценки реального проигрыша в чувствительности:

$$\Pi_1 \approx 1 + \left| \frac{T'_m}{T'_m + \Delta T_\phi} \left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_m} + \frac{\Delta G_{в0}}{G_{в0}} + \frac{\Delta g_n}{q} \right) \right|. \quad (14)$$

Величина ложного спектрального сигнала (12) не будет превышать теоретическую чувствительность, если выполняется условие

$$\frac{\Delta T_\phi}{T'_m} + \frac{\Delta G_{в0}}{G_{в0}} + \frac{\Delta g_n}{q} < 1.$$

Отсюда можно определить требования к допустимой нестабильности частотной характеристики УВЧ. Полагая $\Delta G_{в0}/G_{в0} \ll 1$ и $\Delta T_\phi \leq 0.5 T'_m$, получим

$$\Delta g_n < q \left(1 - \frac{|\Delta T_\phi|}{T'_m} \right). \quad (15)$$

Например, если $q = 1 \cdot 10^{-3}$, то требуется $\Delta g_n < 1 \cdot 10^{-3}$ при $\Delta T_\phi = 0$ и $\Delta g_n < 5 \cdot 10^{-4}$ при $\Delta T_\phi < 0.5 T'_m$. По-видимому, такие высокие требования могут обеспечиваться только за сравнительно короткое время, когда можно считать, что нестабильность усиления и частотных характеристик определяется в основном нестабильностью источников питания. Долговременная нестабильность определяется главным образом изменениями режимов УВЧ и связанных с ним устройств в результате изменения окружающих условий (температуры, давления, влажности) и может более чем на порядок превышать допустимую нестабильность.

В дальнейшем под кратковременной нестабильностью будем понимать максимальные изменения $\Delta G_{в0}$ и Δg_n за период времени $\Delta t_k \leq 10^m$, под долговременной — максимальные изменения $\Delta G_{в0}$ и Δg_n за период $\Delta t_d > 1^h$.

При наблюдениях, выполняемых на неподвижных антеннах с узкой диаграммой направленности ($\leq 10'$), период Δt_k соответствует времени прохождения дискретного радиисточника и прилегающих к нему областей неба через диаграмму антенны. Поэтому при наблюдении спектральных линий на фоне дискретных источников можно учитывать только кратковременную нестабильность, считая, что балансировка выполнена непосредственно перед прохождением источника.

Период Δt_d соответствует времени прохождения через диаграмму антенны протяженных областей неба. Поэтому при наблюдении радиолинии в таких областях (например, линии HI в Галактике) необходимо учитывать долговременную нестабильность, но в этом случае можно считать, что выполняется условие $\Delta T_\phi \ll T'_m$.

Для количественных оценок проигрыша в чувствительности при различных методах измерений примем следующие значения:

$$q = 1 \cdot 10^{-3},$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} &= 5 \cdot 10^{-3}, \\ \Delta g_n &= 1 \cdot 10^{-3}, \\ \Delta T_\phi &\leq 0.5 T'_m \end{aligned} \right\} \text{при } \Delta t_n \leq 10^m;$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} &= 5 \cdot 10^{-2}, \\ \Delta g_n &= 1 \cdot 10^{-2}, \\ \Delta T_\phi &\leq T'_m \end{aligned} \right\} \text{при } \Delta t_n > 1^h. \quad (16)$$

Подставив необходимые величины в (14), получим:

при кратковременных наблюдениях

$$\left. \begin{aligned} \frac{|\Delta T_{n1}|}{\delta T_1} &\approx 1, \quad \Pi_1 \approx 2 \text{ при } \Delta T_\phi = 0; \\ \frac{|\Delta T_{n1}|}{\delta T_1} &\approx 1, \quad \Pi_1 \approx 2 \text{ при } \Delta T_\phi = 0.5 T'_m; \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

при долговременных наблюдениях

$$\frac{|\Delta T_{n1}|}{\delta T_1} \approx 10, \quad \Pi_1 \approx 11 \text{ при } \Delta T_\phi = 0.$$

Приведенные оценки показывают, что при компенсационном методе реализовать чувствительность, близкую к теоретической, можно только при кратковременных наблюдениях, причем в этом случае благодаря балансировке спектрометр практически не реагирует на изменения уровня фона. При долговременных наблюдениях чувствительность ухудшается примерно на порядок из-за нестабильности характеристик УВЧ.

§ 3. Радиоспектрометр с частотной модуляцией

Функциональная схема многоканального фильтрового спектрометра, работающего по методу частотной модуляции, приведена на рис. 2. Постоянные составляющие на выходе детектора n -го канала анализатора соответственно при настройке приемника на частоту линии и на частоту сравнения определим выражениями

$$\left. \begin{aligned} \bar{W}_n &= k (T_{ан} + T_\phi + T_в) \Delta f_{пн} G_{вн} G_n, \\ \bar{W}_{н0} &= k (T_\phi + T_в) \Delta f_{пн} G_{вн0} G_n. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Здесь $G_{вн}$ и $G_{вн0}$ — средние в полосе $\Delta f_{пн}$ значения коэффициента передачи мощности УВЧ на частотах f_n и $f_{н0}$ соответственно. Предполагается, что при переключении гетеродинов коэффициент передачи смесителя, а следовательно и G_n , не меняется.

Для простоты будем считать, что в режиме модуляции постоянная составляющая на выходе синхронного детектора n -го канала равна разностному сигналу

$$\bar{V}_n = \bar{W}_n - \bar{W}_0 = k \left[T_{ан} \frac{G_{вн}}{G_{вн0}} + (T_\phi + T_в) \left(\frac{G_{вн}}{G_{вн0}} - 1 \right) \right] \Delta f_{пн} G_{вн0} G_n. \quad (19)$$

Обозначив $G_{вн}/G_{вн0} = 1 + g_n$, получим

$$\bar{V}_n = k [T_{ан} (1 + g_n) + (T_\phi + T_в) g_n] \Delta f_{пн} G_{вн0} G_n. \quad (20)$$

Отсюда видно, что при отсутствии спектрального сигнала ($T_x = 0$) на выходе каналов анализатора могут присутствовать паразитные сигналы, обусловленные неравномерностью частотной характеристики УВЧ:

$$\bar{V}_{нп}^0 = k (T'_\phi + T_в) g'_n \Delta f_{пн} G'_{вн0} G'_n. \quad (21)$$

Выражение (21) определяет условный «нулевой» уровень канала. Пересчитав ко входу приемника возможные отклонения от «нулевого» уровня, обусловленные изменениями температуры фона (ΔT_ϕ), общего усиления ($\Delta G_{\text{вн0}}$) и формы частотной характеристики УВЧ (Δg_n), получим выражение для оценки ожидаемого ложного сигнала

$$\Delta T_{\text{н2}} = T'_{\text{ш}} \left[\left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_{\text{ш}}} + \frac{\Delta G_{\text{вн0}}}{G'_{\text{вн0}}} \right) g'_n + \Delta g_n \right]. \quad (22)$$

Здесь $T'_{\text{ш}} = T'_\phi + T_{\text{в}}$ — начальная шумовая температура системы.

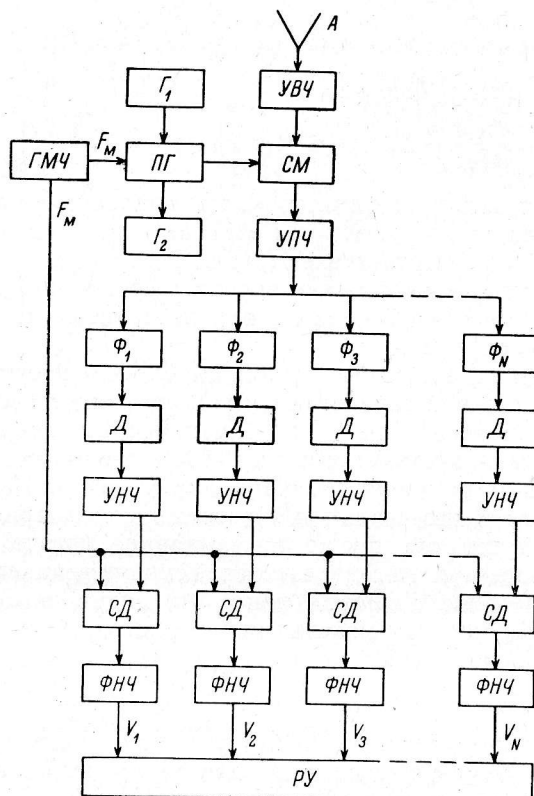


Рис. 2. Функциональная схема многоканального радиоспектрометра с частотной модуляцией.

А — антенна; УВЧ — усилитель высокой частоты; СМ — смеситель; G_1 и G_2 — гетеродины; ПГ — переключатель гетеродинов; ГМЧ — генератор модулирующей частоты; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; $\Phi_1 \div \Phi_N$ — полосовые фильтры; Д — квадратичные детекторы; УНЧ — усилители низкой частоты; СД — синхронные детекторы; ФНЧ — фильтры нижних частот; РУ — регистрирующее устройство.

Теоретическая чувствительность спектрометра с частотной модуляцией согласно табл. 1 и формуле (1) равна

$$\delta T_2 = \mu_2 q T_{\text{ш2}} = 2q (T'_{\text{ш}} + \Delta T_\phi). \quad (23)$$

Подставив (23) и (22) в (2) и полагая $T_{\text{ш2}} = T_{\text{ш1}}$ (шумовая температура системы такая же, как в компенсационном спектрометре), получим выражение для оценки проигрыша в чувствительности

$$\Pi_2 = \mu_2 \left(1 + \frac{|\Delta T_{\text{н2}}|}{\delta T_2} \right) = 2 \left\{ 1 + \left| \frac{T'_{\text{ш}}}{2q (T'_{\text{ш}} + \Delta T_\phi)} \left[\left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_{\text{ш}}} + \frac{\Delta G_{\text{вн0}}}{G'_{\text{вн0}}} \right) g'_n + \Delta g_n \right] \right| \right\}. \quad (24)$$

Отсюда видно, что при методе частотной модуляции проигрыш в чувствительности может в значительной степени определяться неравномерностью и нестабильностью частотной характеристики УВЧ.

Для количественной оценки можно принять, что относительная неравномерность частотной характеристики УВЧ в полосе анализа составляет 0.2 дБ ($g'_n = 5 \cdot 10^{-2}$). Тогда, подставив в (24) принятые значения из (16), получим:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при кратковременных наблюдениях} \\ \frac{|\Delta T_{n2}|}{\delta T_2} \approx 0.6, \quad \Pi_2 \approx 3.2 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0; \\ \frac{|\Delta T_{n2}|}{\delta T_2} \approx 8.7, \quad \Pi_2 \approx 19.4 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.5 T'_m; \\ \text{при долговременных наблюдениях} \\ \frac{|\Delta T_{n2}|}{\delta T_2} \approx 6.2, \quad \Pi_2 \approx 14.4 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0. \end{array} \right\} \quad (25)$$

Большой проигрыш в чувствительности по сравнению с компенсационным методом (17) обусловлен здесь главным образом неравномерностью частотной характеристики УВЧ. Следовательно, при методе частотной модуляции необходимо выравнять частотную характеристику УВЧ (а также всего входного тракта) с высокой точностью в полосе, более чем в два раза превышающей полосу анализа.

При компенсационном методе подобной проблемы не возникает, поскольку неравномерность частотной характеристики всего приемного тракта, включая УВЧ, может компенсироваться путем балансировки каналов анализатора. Очевидно, что выравнять характеристику УВЧ невозможно с той точностью, с какой может быть выполнена балансировка каналов. Поэтому из сравнения (25) и (17) следует, что реальная чувствительность при методе частотной модуляции всегда хуже, чем при компенсационном методе, так как $g'_n > \beta_n$. По этой же причине при методе частотной модуляции спектрометр более чувствителен к изменениям уровня фона. Это видно из сравнения количественных оценок (25), которые показывают, что в тех случаях, когда изменения температуры фона достигают $0.5 T'_m$, ложный спектральный сигнал может почти на порядок превышать теоретическую чувствительность ($|\Delta T_{n2}|/\delta T_2 \approx 8.7$).

Преимуществом метода частотной модуляции является то, что он практически полностью исключает влияние нестабильности характеристик усилительного тракта, следующего за первым смесителем. Благодаря этому метод частотной модуляции весьма успешно применялся в спектрометрах со смесителями на входе и часто используется за рубежом в спектрометрах с широкополосными УВЧ.

При компенсационном методе изменения характеристик УВЧ и последующего тракта влияют на реальную чувствительность в одинаковой степени. Поэтому те оценки, которые нами сделаны, справедливы только в том случае, когда нестабильностью последующего тракта можно пренебречь.

§ 4. Метод двойного сравнения

4.1. О паразитных спектральных сигналах в высокочастотном тракте модуляционного приемника

Паразитные сигналы, возникающие вследствие отражений в высокочастотном тракте модуляционных радиометров, рассматривались в ряде работ [2—4]. В спектрометрах, использующих метод сравнения спектра антенны со спектром эквивалента, наиболее опасны интерференционные паразитные сигналы, которые могут иметь в полосе анализа довольно сильную частот-

ную зависимость [5]. При оценке этих сигналов необходимо учитывать особенности применяемых УВЧ.

В современных спектрометрах в качестве малошумящих УВЧ нашли применение невырожденные параметрические усилители (ПУ), резонаторные мазеры (РМ) и мазеры бегущей волны (МБВ). Поэтому мы рассмотрим работу спектрометров с усилителями этих трех типов.

На рис. 3, а показана схема входного тракта модуляционного приемника с усилителем, работающем на отражение (УВЧ типа ПУ или РМ), а на рис. 3, б — с усилителем типа МБВ. Для упрощения анализа этих схем будем считать, что линия l не имеет потерь, а все шумы, обусловленные потерями в высокочастотном тракте (включая переключатель), отнесем к антенне или к эквиваленту в соответствии с положением переключателя. Обозна-

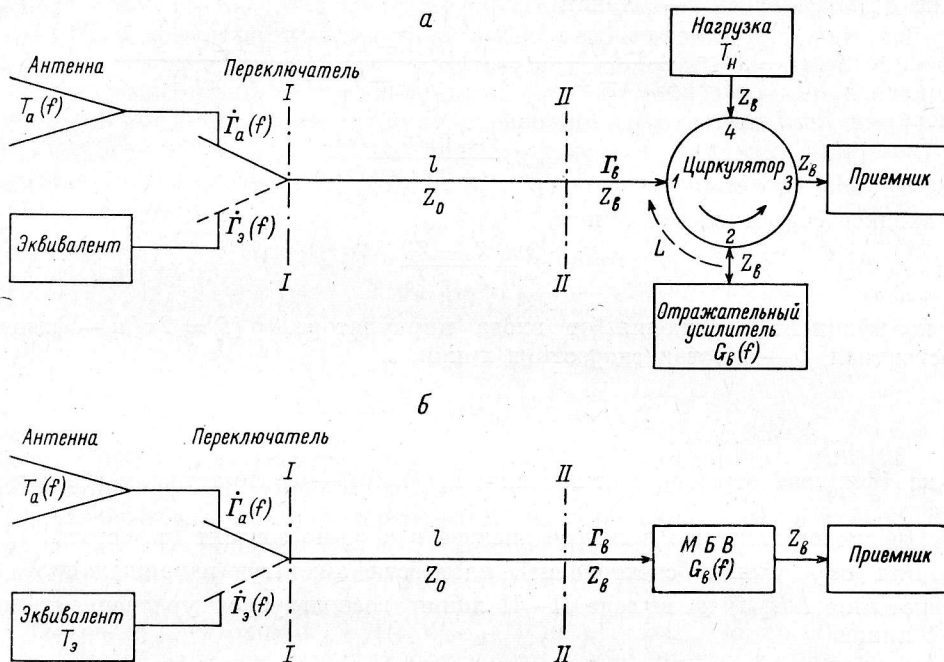


Рис. 3. Схема входного тракта модуляционного приемника.

а — с УВЧ отражательного типа; б — с УВЧ типа мазера бегущей волны.

чим температуру этих шумов $T_{\text{вм}}$, полагая что она вследствие потерь в переключателе несколько выше температуры T_H , принимавшейся для рассмотренных ранее типов спектрометров.

Для оценки влияния отражений в высокочастотном тракте рассмотрим случай, когда имеются отражения от обоих концов линии l . С этой целью предположим, что во входном тракте на схемах рис. 3, а и б в сечении II—II имеется неоднородность, вызванная соединением двух линий с несколько отличающимися волновыми сопротивлениями: справа от сечения II—II имеется короткий отрезок идеально согласованной линии с волновым сопротивлением Z_B , а слева — линия длиной l с волновым сопротивлением Z_0 , которая при подключенной антенне нагружена на импеданс $Z_a(f)$, а при подключенном эквиваленте — на импеданс $Z_3(f)$. Сечение II—II будем условно считать для схемы рис. 3, а входом циркулятора, для схемы рис. 3, б — входом МБВ.

Рассмотрим схему рис. 3, а. Будем считать, что ко входу I—I линии l подключен источник шумовой э. д. с. $\dot{E}_a(t)$ с внутренним сопротивлением $Z_a(f)$ (антенна), а к выходу II—II этой линии через плечи 4—1 циркуля-

тора — источник $E_n(t)$ с внутренним сопротивлением $R_n = Z_n$ (нагрузка, согласованная с циркулятором). Комплексные спектральные плотности амплитуд шумовых э. д. с. обозначим соответственно

$$\dot{S}_a(f) = \int_0^T E_a(t) e^{-j2\pi f t} dt,$$

$$\dot{S}_n(f) = \int_0^T E_n(t) e^{-j2\pi f t} dt.$$

Определим амплитуду напряжения Фурье-компоненты частоты f от источника $E_a(t)$ на входе I—I линии

$$\dot{S}_{aI}(f) = \dot{S}_a(f) \frac{Z_I(f)}{Z_a(f) + Z_I(f)} = \frac{\dot{S}_a(f) [1 - \dot{\Gamma}_a(f)] [1 + \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}]}{2 [1 - \dot{\Gamma}_a(f) \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}]} \quad (26)$$

Здесь

$$Z_I(f) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}}{1 - \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}}$$

— входное сопротивление линии,

$$\Gamma_n = \frac{Z_n - Z_0}{Z_n + Z_0}$$

— коэффициент отражения от входа циркулятора, $\beta(f) = 2\pi f/v$ — фазовая постоянная, v — фазовая скорость в линии,

$$\dot{\Gamma}_a(f) = \Gamma_a(f) e^{-j\varphi_a} = \frac{Z_a(f) - Z_0}{Z_a(f) + Z_0}$$

— коэффициент отражения от антенны, $\Gamma_a(f)$ и φ_a — соответственно его модуль и фаза.

Предполагается, что в полосе анализа v и φ_a не зависят от частоты.

Для определения спектральной плотности амплитуд напряжения $\dot{S}_{aII}(f)$ от источника $E_a(t)$ на выходе II—II линии воспользуемся уравнением длинной линии

$$\begin{aligned} \dot{S}_{aI}(f) &= \frac{1}{2} [\dot{S}_{aII}(f) + Z_0 \dot{I}_{aII}(f)] e^{j\beta(f)l} + \frac{1}{2} [\dot{S}_{aII}(f) - Z_0 \dot{I}_{aII}(f)] e^{-j\beta(f)l} = \\ &= \frac{1}{2} \dot{S}_{aII}(f) e^{j\beta(f)l} \left[\left(1 + \frac{Z_0}{Z_n}\right) + \left(1 - \frac{Z_0}{Z_n}\right) e^{-j2\beta(f)l} \right] = \\ &= \dot{S}_{aII}(f) e^{j\beta(f)l} \left[\frac{1 + \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}}{1 + \Gamma_n} \right]. \end{aligned} \quad (27)$$

Последнее равенство получается в результате замены Z_n его выражением через коэффициент отражения Γ_n

$$Z_n = Z_0 \frac{1 + \Gamma_n}{1 - \Gamma_n}.$$

Из (26) и (27) находим

$$\dot{S}_{aII}(f) = \frac{\dot{S}_a(f) [1 - \dot{\Gamma}_a(f)] (1 + \Gamma_n)}{2 e^{j\beta(f)l} [1 - \dot{\Gamma}_a(f) \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}]} \quad (28)$$

При идеальном циркуляторе напряжение от источника $E_n(t)$ будет действовать на входе I циркулятора только в результате отражений от неоднородностей входного тракта. В нашем случае, учитывая невзаимные свойства циркулятора, будем иметь

$$\dot{S}_{nII}(f) = \dot{S}_{nI}^-(f) = \dot{\Gamma}_{II}(f) \dot{S}_{aII}^+(f) = \frac{\dot{S}_n(f)}{2} \left[\frac{\dot{\Gamma}_a(f) e^{-j2\beta(f)l} - \Gamma_n}{1 - \dot{\Gamma}_a(f) \Gamma_n e^{-j2\beta(f)l}} \right] \quad (29)$$

Здесь

$$\dot{\Gamma}_{II}(f) = \frac{Z_{II}(f) - Z_B}{Z_{II}(f) + Z_B} = \frac{\dot{\Gamma}_a(f) e^{-j2\beta(f)l} - \Gamma_B}{1 - \dot{\Gamma}_a(f) \Gamma_B e^{-j2\beta(f)l}}$$

— коэффициент отражения от линии (в сечении II—II) со стороны циркулятора. Индексами «плюс» и «минус» в (29) обозначены соответственно спектральные плотности амплитуд напряжения падающей (со стороны циркулятора) и отраженной (к циркулятору) волн.

В реальном циркуляторе сигналы, усиленные усилителем, не полностью ослабляются в обратном направлении и поэтому, проникая во входной тракт, они при наличии рассогласований отражаются и интерферируют с первичным сигналом [6]. В этом случае часть выходного сигнала усилителя оказывается приложенной ко входу вместе с первичным сигналом. Поэтому такой УВЧ можно рассматривать как усилитель с обратной связью. Следует отметить, что вследствие невязимных свойств циркулятора сигнал обратной связи не выделяется на эквивалентном входном сопротивлении усилителя, а появляется только при наличии отражений во входном (или выходном) тракте. Учитывая это, спектральные плотности амплитуд напряжений, вызванных источниками $\dot{E}_a(t)$ и $\dot{E}_n(t)$, на входе циркулятора можно представить в виде

$$\dot{S}_{ac}(f) = \frac{\dot{S}_{aII}(f)}{1 - \dot{\Gamma}_{II}(f) \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} e^{j\psi}}, \quad (30)$$

$$\dot{S}_{nc}(f) = \frac{\dot{S}_{nII}(f)}{1 - \dot{\Gamma}_{II}(f) \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} e^{j\psi}}. \quad (30a)$$

Здесь $G_B(f)$ — коэффициент усиления УВЧ по мощности; L — развязка (коэффициент ослабления мощности) между плечами 2—1 циркулятора; ψ — разность фаз между когерентными волнами, входящими в плечо 1 циркулятора и выходящими из него в линию. Предполагаем, что в полосе анализа L и ψ не зависят от частоты. Для упрощения выкладок будем считать, что $\psi=0$.

Поскольку источники $\dot{E}_a(t)$ и $\dot{E}_n(t)$ независимы, то средний квадрат напряжения на входе циркулятора равен сумме средних квадратов напряжений, вызванных этими источниками. Чтобы получить выражения для спектральной плотности средних квадратов напряжений, выполним следующие операции. Подставив (28) и (29) в (30) и (30a), умножим каждое из полученных уравнений на комплексно сопряженные значения и произведем усреднение, учитывая соотношения

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2\dot{S}_a(f) \dot{S}_a^*(f)}{T} = 4k [T_a(f) + T_{вм}] R_a(f),$$

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2\dot{S}_n(f) \dot{S}_n^*(f)}{T} = 4k T_n R_n,$$

где

$$R_a(f) = Z_0 \frac{1 - \Gamma_a^2(f)}{1 - 2\Gamma_a(f) \cos \varphi_a + \Gamma_a^2(f)},$$

$$R_n = Z_B = Z_0 \frac{1 - \Gamma_B}{1 + \Gamma_B}.$$

Предполагая, что $\sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \ll 1$ и все коэффициенты отражения по модулю не превышают значения $\Gamma_{\max} \ll 1$, отбросим члены, порядок малости которых выше, чем Γ_{\max}^2 . В результате получим

$$\overline{v_a^2(f)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2\dot{S}_{\text{ан}}(f) \dot{S}_{\text{ан}}^*(f)}{T} \approx k [T_a(f) + T_{\text{вм}}] \left\{ 1 + 2\Gamma_B \left(1 - \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \right) + \right. \\ \left. + 2 \left(\Gamma_B + \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \right) \Gamma_a(f) \cos \varphi'_a(f) + \Gamma_B^2 - \Gamma_a^2(f) \right\} Z_0, \quad (31)$$

$$\overline{v_B^2(f)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2\dot{S}_{\text{ш}}(f) \dot{S}_{\text{ш}}^*(f)}{T} \approx k T_{\text{ш}} \{ \Gamma_a^2(f) + \Gamma_B^2 - 2\Gamma_a(f) \Gamma_B \cos \varphi'_a(f) \} Z_0. \quad (32)$$

Здесь $\varphi'_a(f) = \varphi_a + \frac{4\pi fl}{v}$.

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} \xi_a(f) &= 2\Gamma_B \left(1 - \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \right) + 2 \left(\Gamma_B + \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \right) \Gamma_a(f) \cos \varphi'_a(f) + \Gamma_B^2 - \Gamma_a^2(f), \\ \eta_a(f) &= \Gamma_a^2(f) + \Gamma_B^2 - 2\Gamma_a(f) \Gamma_B \cos \varphi'_a(f). \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Тогда спектральную плотность мощности на входе циркулятора при подключенной антенне можно представить в виде

$$\overline{w_a(f)} = \frac{\overline{v_a^2(f)} + \overline{v_B^2(f)}}{Z_0} \approx k \{ [T_a(f) + T_{\text{вм}}] [1 + \xi_a(f)] + T_{\text{ш}} \eta_a(f) \}. \quad (34)$$

Аналогичным образом можно получить выражение для спектральной плотности мощности при подключенном эквиваленте

$$\overline{w_B(f)} \approx k \{ (T_{\text{ш}} + T_{\text{вм}}) [1 + \xi_B(f)] + T_{\text{ш}} \eta_B(f) \}, \quad (35)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \xi_B(f) &= 2\Gamma_B \left(1 - \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \right) + 2 \left(\Gamma_B + \sqrt{\frac{G_B(f)}{L}} \right) \Gamma_B \cos \varphi'_B(f) + \Gamma_B^2 - \Gamma_B^2(f), \\ \eta_B(f) &= \Gamma_B^2(f) + \Gamma_B^2 - 2\Gamma_B(f) \Gamma_B \cos \varphi'_B(f), \\ \varphi'_B(f) &= \varphi_B + \frac{4\pi fl}{v}, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

$\Gamma_B(f)$ и φ_B — соответственно модуль и фаза коэффициента отражения от эквивалента (предполагаем, что φ_B в полосе анализа не зависит от частоты).

Из (34) и (35) видно, что коэффициенты $\xi_a(f)$, $\xi_B(f)$, $\eta_a(f)$ и $\eta_B(f)$ определяют относительные искажения спектра мощности шумовых источников на входе усилителя, вызванные отражениями во входном тракте.

В случае использования УВЧ типа МБВ (рис. 3, б) развязка между выходом и входом усилителя достигается благодаря внутреннему ферритовому вентилю, находящемуся при температуре жидкого гелия. Этот вентиль обычно обеспечивает достаточно хорошее ослабление сигнала в обратном направлении [7], поэтому связь между выходом и входом усилителя практически отсутствует. С учетом отмеченных особенностей спектральную плотность мощности на входе МБВ можно получить, используя уравнения (34) и (35), если положить в них $T_{\text{ш}} = 0$ (температура шумов, излучаемых мазером во входной тракт, составляет всего несколько градусов Кельвина [7]) и $\sqrt{G_B(f)/L} = 0$ (выход усилителя практически полностью развязан от входа). В результате на входе МБВ будем иметь: при подключенной антенне

$$\left. \begin{aligned} \overline{w_a(f)} &\approx k [T_a(f) + T_{\text{вм}}] [1 + \xi_a(f)], \\ \overline{w_B(f)} &\approx k (T_{\text{ш}} + T_{\text{вм}}) [1 + \xi_B(f)], \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

где

$$\begin{aligned} \xi_a(f) &= 2\Gamma_B [1 + \Gamma_a(f) \cos \varphi'_a(f)] + \Gamma_B^2 - \Gamma_a^2(f), \\ \xi_B(f) &= 2\Gamma_B [1 + \Gamma_B(f) \cos \varphi'_B(f)] + \Gamma_B^2 - \Gamma_B^2(f). \end{aligned}$$

Из уравнений (33)—(37) видно, что различия в согласованиях антенны и эквивалента даже при абсолютно одинаковых спектрах их шумов ($T_a(f) = T_\phi = T_s$) вызывают в модуляционном режиме работы появление на входе УВЧ разностного паразитного спектрального сигнала

$$\tilde{w}(f) = w_a(f) - w_s(f) \approx (T_\phi + T_{вм}) [\xi_a(f) - \xi_s(f)].$$

При изменении характеристик УВЧ или температуры фона в этом случае на выходе спектрометра могут регистрироваться ложные спектральные сигналы, величина которых зависит от способа измерений.

4.2. Квазиулевой радиоспектрометр двойного сравнения

Функциональная схема многоканального фильтрового спектрометра, работающего по методу двойного сравнения, приведена на рис. 4. Пунктиром показана цепь авторегулирования, которая используется при нулевом

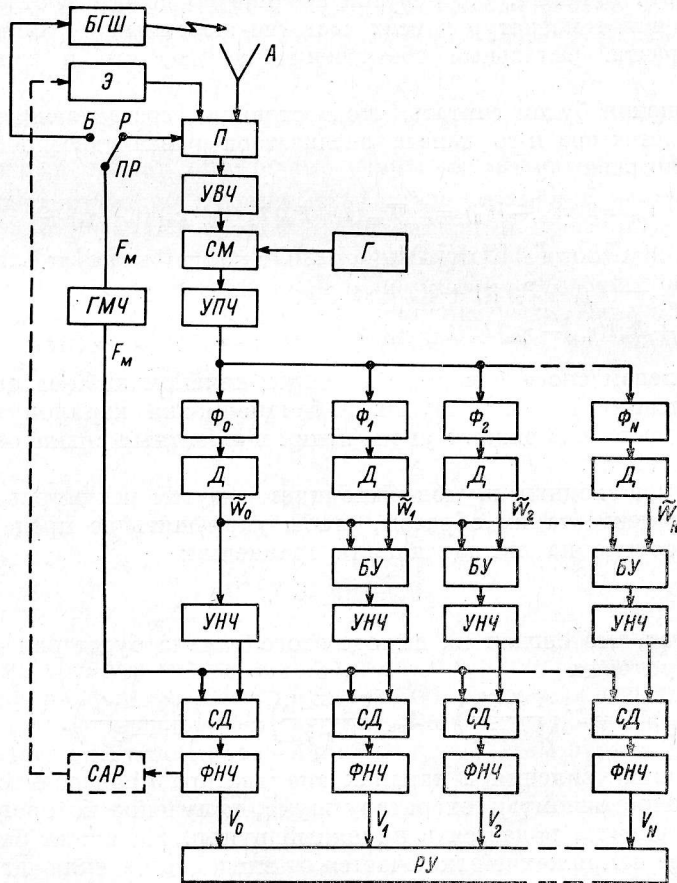


Рис. 4. Функциональная схема многоканального радиоспектрометра двойного сравнения.

А — антенна; Э — эквивалент; П — высокочастотный переключатель; ГМЧ — генератор модулирующей частоты; УВЧ — усилитель высокой частоты; СМ — смеситель; Г — гетеродин; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; Φ_0 — Φ_N — полосовые фильтры; Д — квадратичные детекторы; БУ — балансные устройства; УНЧ — усилители низкой частоты; СД — синхронные детекторы; ФНЧ — фильтры нижних частот; РУ — регистрирующее устройство; САР — система авторегулирования; БГШ — балансирующий генератор шума; ПР — переключатель режимов работы (Р — рабочие измерения, Б — балансировка).

способе измерений; этот способ будет рассмотрен в следующем разделе. Здесь мы остановимся на работе спектрометра при квазиуловом способе измерений.

В соответствии со схемой и уравнениями (33)—(37) амплитуды сигналов частоты модуляции на выходе детекторов n -го спектрального канала и канала сравнения можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{W}_n &= [\overline{w_a(f_n)} - \overline{w_s(f_n)}] \Delta f_n G_{\text{вн}} G_n \approx \frac{k}{2} [(T_{\text{лн}} + T_{\phi} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{ан}}) - \\ &- (T_{\text{с}} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{сн}}) + T_{\text{н}} (\eta_{\text{ан}} - \eta_{\text{сн}})] \Delta f_0 b_n G_{\text{в0}} (1 + g_n) G_n (1 + \gamma_n), \\ \bar{W}_0 &= [\overline{w_a(f_0)} - \overline{w_s(f_0)}] \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0 \approx \frac{k}{2} [(T_{\phi} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{а0}}) - \\ &- (T_{\text{с}} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{с0}}) + T_{\text{н}} (\eta_{\text{а0}} - \eta_{\text{с0}})] \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \xi_{\text{а0}} &= \overline{\xi_{\text{а}}(f_0)}, \quad \xi_{\text{ан}} = \overline{\xi_{\text{а}}(f_n)}, \quad \eta_{\text{а0}} = \overline{\eta_{\text{а}}(f_0)}, \quad \eta_{\text{ан}} = \overline{\eta_{\text{а}}(f_n)}, \\ \xi_{\text{с0}} &= \overline{\xi_{\text{с}}(f_0)}, \quad \xi_{\text{сн}} = \overline{\xi_{\text{с}}(f_n)}, \quad \eta_{\text{с0}} = \overline{\eta_{\text{с}}(f_0)}, \quad \eta_{\text{сн}} = \overline{\eta_{\text{с}}(f_n)}. \end{aligned}$$

Волнистая черта означает, что берутся средние по полосе соответствующего фильтра значения температур и всех частотно-зависимых параметров высоко-частотного тракта. Остальные обозначения те же, что и в предыдущих случаях.

Для упрощения будем считать, что постоянная составляющая на выходе синхронного детектора n -го канала анализатора равна удвоенной амплитуде разностного сигнала:

$$\begin{aligned} V_n &= 2(\bar{W}_n - \bar{W}_0) = k \{ T_{\text{лн}} (1 + \xi_{\text{ан}}) b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) + \\ &+ (T_{\text{вм}} + T_{\phi}) [(1 + \xi_{\text{ан}}) b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - (1 + \xi_{\text{а0}})] - \\ &- (T_{\text{вм}} + T_{\text{с}}) [(1 + \xi_{\text{сн}}) b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - (1 + \xi_{\text{с0}})] + \\ &+ T_{\text{н}} [(\eta_{\text{ан}} - \eta_{\text{сн}}) b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - (\eta_{\text{а0}} - \eta_{\text{с0}})] \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0. \end{aligned} \quad (39)$$

При квазиуловом способе измерений перед началом наблюдений производится компенсация входных шумов и балансировка каналов анализатора с целью предельно возможного уменьшения паразитных сигналов на выходе спектрометра [1, 8].

Компенсация входных шумов выполняется путем регулирования температуры эквивалента таким образом, чтобы уменьшить до предела постоянную составляющую на выходе канала сравнения:

$$\bar{V}_0 = 2\bar{W}_0 \rightarrow 0.$$

Из (38) следует, что сигнал на выходе этого канала будет равен нулю при выполнении условия

$$T_{\text{с}} = T_{\phi} \left(\frac{1 + \xi'_{\text{а0}}}{1 + \xi'_{\text{с0}}} \right) + T_{\text{вм}} \left(\frac{\xi'_{\text{а0}} - \xi'_{\text{с0}}}{1 + \xi'_{\text{с0}}} \right) + T_{\text{н}} \left(\frac{\eta'_{\text{а0}} - \eta'_{\text{с0}}}{1 + \xi'_{\text{с0}}} \right). \quad (40)$$

Балансировка усиления в каналах анализатора производится по внешнему («балансировочному») генератору шума, излучение которого, имеющее равномерный спектр, подается в приемный рупор. На время балансировки модулирующее напряжение отключается от входного переключателя (рис. 4) и подается на модулятор балансировочного генератора шума; при этом вход УВЧ остается подключенным к антенне. Сигнал на выходе n -го канала анализатора от балансировочного сигнала с антенной температурой ΔT_{ϕ} равен

$$\Delta \bar{V}_{\text{н0}} = k \Delta T_{\phi} [(1 + \xi_{\text{ан}}) b_n (1 + g_n) (1 + \gamma_n) - (1 + \xi_{\text{а0}})] \Delta f_0 G_{\text{в0}} G_0.$$

Регулируя усиление в спектральных каналах (т. е. изменяя γ_n), можно уменьшить выходные сигналы до предела, обусловленного шумовыми флуктуациями, т. е. произвести балансировку. В результате будет выполняться условие

$$1 + \gamma'_n = \frac{1 + \xi'_{\text{а0}} + \beta_n}{(1 + \xi'_{\text{ан}}) b_n (1 + g'_n)}, \quad (41)$$

где β_n — коэффициент, характеризующий погрешность реальной балансировки. При этом

$$\Delta \bar{V}_{n0} = k \Delta T_{\phi} \beta_n \Delta f_0 G'_{B0} G_0. \quad (42)$$

После выполнения балансировки спектрометр переводится в режим рабочих измерений: балансирующий генератор выключается и на входной переключатель подается модулирующее напряжение.

Подставив (40) и (41) в (39) и отбросив члены второго порядка малости, получим следующее выражение для сигнала на выходе n -го канала анализатора после компенсации и балансировки:

$$\bar{V}_n \approx k [T'_{шн} + \Delta T_{\phi} \beta_n + (T'_{\phi} + T_{вм}) (\xi_{ан} - \xi_{зн} - \xi_{а0} + \xi_{з0}) + T_n (\eta_{ан} - \eta_{зн} - \eta_{а0} + \eta_{з0})] \Delta f_0 G'_{B0} G_0. \quad (43)$$

Здесь $\Delta T_{\phi} = T_{\phi} - T'_{\phi}$ — изменения температуры фона после компенсации.

Из (43) видно, что при отсутствии спектрального сигнала ($T_n = 0$) и скомпенсированных входных шумах ($\Delta T_{\phi} = 0$) на выходе канала будет регистрироваться начальный паразитный сигнал, обусловленный рассогласованиями во входном тракте:

$$\bar{V}_{нп}^0 \approx k [(T'_{\phi} + T_{вм}) (\xi'_{ан} - \xi'_{зн} - \xi'_{а0} + \xi'_{з0}) + T_n (\eta'_{ан} - \eta'_{зн} - \eta'_{а0} + \eta'_{з0})] \Delta f_0 G'_{B0} G_0. \quad (44)$$

Этот паразитный сигнал определяет условный «нулевой» уровень канала, причем в разных каналах уровни могут иметь различную величину. В совокупности они определяют «нулевой аппаратный профиль».

Для оценки возможной величины ложных сигналов, обусловленных изменениями фона и нестабильностью УВЧ, поступим следующим образом. Приняв в исходном уравнении (39) $T_n = 0$, получим выражение для выходного паразитного сигнала в общем случае; обозначим его $V_{нп}$. Далее определим суммарную величину ложного сигнала на выходе канала

$$\Delta V_{нп} = \left(\frac{\partial V_{нп}}{\partial T_{\phi}} \right) \Delta T_{\phi} + \left(\frac{\partial V_{нп}}{\partial G_{B0}} \right) \Delta G_{B0} + \left(\frac{\partial V_{нп}}{\partial g_n} \right) \Delta g_n,$$

заменяв при дифференцировании $V_{нп}$ коэффициенты ξ и η их значениями из (33) и (36). Затем определим эквивалентный ложный сигнал на входе УВЧ

$$\Delta T_{нз} = \frac{\Delta V_{нп}}{k \Delta f_0 G'_{B0} G_0}.$$

В полученное после выполнения этих операций выражение подставим определение T_n из условия начальной компенсации входных шумов (40) и определение $1 + \gamma'_n$ из условия балансировки (44). Пропустив все это и отбросив члены второго порядка малости, будем иметь следующее выражение для оценки ложного сигнала, приведенного ко входу УВЧ отражательного типа:

$$\begin{aligned} \Delta T_{нз} \approx & \Delta T_{\phi} (\beta_n + \Delta g_n) + \left[T'_{шм} \sqrt{\frac{G'_{B0}}{L}} \left(3 \frac{\Delta G_{B0}}{G'_{B0}} + 4 \Delta g_n \right) + \right. \\ & + 2 \Gamma_n (T'_{шм} - T_n) \left(\frac{\Delta G_{B0}}{G'_{B0}} + \Delta g_n \right) \left. \right] (\Gamma_{ан} \cos \varphi'_{ан} - \Gamma_{зн} \cos \varphi'_{зн} - \\ & - \Gamma_{а0} \cos \varphi'_{а0} + \Gamma_{з0} \cos \varphi'_{з0}) + 2 T'_{шм} \sqrt{\frac{G'_{B0}}{L}} (\Gamma_{а0} \cos \varphi'_{а0} - \Gamma_{з0} \cos \varphi'_{з0}) \Delta g_n + \\ & + (T'_{шм} - T_n) (\Gamma_{а0}^2 - \Gamma_{з0}^2 - \Gamma_{ан}^2 + \Gamma_{зн}^2). \end{aligned} \quad (45)$$

Здесь $T'_{шм} = T'_{\phi} + T_{вм}$ — начальная шумовая температура системы; предполагается, как и в предыдущих случаях, выполнение условий $\Delta G_{B0}/G'_{B0} \ll 1$ и $\Delta g_n \ll 1$.

Из (45) видно, что при неизменном уровне фона ($\Delta T_{\phi} = 0$) величина ложных сигналов, обусловленных нестабильностью УВЧ, определяется раз-

личиями в согласовании трактов антенны и эквивалента. Ложные сигналы отсутствуют при идентичных частотных зависимостях модулей и фаз коэффициентов отражения от антенны и от эквивалента. Следовательно, высокая точность согласования входного тракта в полосе анализа является необходимым условием для работы по квазиулевому способу.

При наличии соответствующих подстроечных элементов с помощью автоматических измерителей КСВ можно в полосе анализа получить практически совпадающие частотные зависимости модулей коэффициентов отражения: $\Gamma_a(f) \approx \Gamma_b(f)$. Поэтому в дальнейшем будем считать, что выполняются условия $\Gamma_{an} = \Gamma_{bn}$ и $\Gamma_{a0} = \Gamma_{b0}$. Но фазы коэффициентов отражения могут сильно отличаться, в особенности в тех случаях, когда геометрическая длина и конструкция трактов антенны и эквивалента различны. При этом фазы могут иметь различные частотные зависимости, которые определяются главным образом общей длиной входного тракта.

Пересчитанную на вход УВЧ разность фаз коэффициентов отражения на частотах настройки спектральных каналов и канала сравнения можно определить из уравнения

$$\Delta\varphi_n = \varphi'_{an} - \varphi'_{a0} = \varphi'_{bn} - \varphi'_{b0} = \frac{4\pi l}{v} (f_n - f_0).$$

В случае короткого тракта, когда $l \ll \left| \frac{v}{8(f_n - f_0)} \right|$ и, следовательно, $\Delta\varphi_n \ll \frac{\pi}{2}$, частотную зависимость фазы коэффициентов отражения можно не учитывать. При этом ложный сигнал будет иметь максимальную величину, когда $\varphi'_{an} = \varphi'_{a0} = 0$ и $\varphi'_{bn} = \varphi'_{b0} = \pi$ (или наоборот), а модули коэффициентов отражения от антенны и эквивалента, имея одинаковую частотную зависимость, изменяются в полосе анализа от 0 до Γ_{\max} , т. е. когда, например, $\Gamma_{an} = \Gamma_{bn} = \Gamma_{\max}$ и $\Gamma_{a0} = \Gamma_{b0} = 0$ (рис. 5). Используя эти значения, преобразуем (45) к виду

$$\begin{aligned} \Delta T_{nz} \approx T'_{шм} \left\{ \frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{шм}} (\beta_n + \Delta g_n) + 2\Gamma_{\max} \left[\sqrt{\frac{G'_{b0}}{L}} \left(3 \frac{\Delta G_{b0}}{G'_{b0}} + 4\Delta g_n \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + 2\Gamma_b \left(1 - \frac{T_{ш}}{T'_{шм}} \right) \left(\frac{\Delta G_{b0}}{G'_{b0}} + \Delta g_n \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (46)$$

Это выражение справедливо также для тракта средней длины, когда $l \ll \left| \frac{v}{8(f_n - f_0)} \right|$ и, следовательно, $\Delta\varphi_n \ll \frac{\pi}{2}$. В этом случае ложный сигнал будет максимальным, когда модули коэффициентов отражения в полосе анализа имеют одинаковую величину ($\Gamma_a(f) = \Gamma_b(f) = \Gamma_{\max}$), а фазы имеют, например, следующие значения: $\varphi'_{an} = 0$, $\varphi'_{a0} = \varphi'_{b0} = \pi/2$ и $\varphi'_{bn} = \pi$ (рис. 6).

При более длинном тракте, когда $l > \left| \frac{v}{8(f_n - f_0)} \right|$, в полосе анализа может быть несколько интерференционных максимумов. Этот случай мы рассматривать не будем, поскольку тракты большой длины имеют большие потери (особенно при коаксиальной конструкции) и поэтому на входе малошумящих усилителей их применять не рационально.

Теоретическую чувствительность спектрометра двойного сравнения согласно формуле (1) и табл. 1 (для случая прямоугольной модуляции и демодуляции) представим в виде

$$\delta T_z = \nu_3 q T_{шз} = 2 \sqrt{1 + \frac{\Delta f_p}{\Delta f_0}} q T_{шз} \approx 2q (T'_{шм} + \Delta T_{\phi}). \quad (47)$$

Здесь, как и при компенсационном методе, полагаем $\Delta f_0 \gg \Delta f_p$. Будем считать, что погрешность балансировки (42) определяется среднеквадратич-

ным значением выходных флуктуаций, обусловленных начальной шумовой температурой системы $T'_{шм}$ и температурой балансировочного сигнала ΔT_6 , т. е.

$$\beta_n \Delta T_6 \approx 2q (T'_{шм} + \Delta T_6).$$

Отсюда

$$\beta_n \approx 2q \left(1 + \frac{T'_{шм}}{\Delta T_6} \right). \quad (48)$$

Подставив (48) в (46), получим выражение для оценки ложного сигнала в случае реально достижимой точности балансировки

$$\begin{aligned} \Delta T_{нз} \approx & 2q T'_{шм} \left(\frac{\Delta T_\phi}{\Delta T_6} + \frac{\Delta T_\phi}{T'_{шм}} \left(1 + \frac{\Delta g_n}{2q} \right) + \right. \\ & \left. + \frac{\Gamma_{\max}}{q} \left[\sqrt{\frac{G'_{в0}}{L}} \left(3 \frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + 4 \Delta g_n \right) + 2\Gamma_{в} \left(1 - \frac{T_{н}}{T'_{шм}} \right) \left(\frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + \Delta g_n \right) \right] \right]. \end{aligned} \quad (49)$$

Отсюда видно, что для уменьшения ложного сигнала при изменениях температуры фона следует выбирать $\Delta T_6 > \Delta T_\phi$.

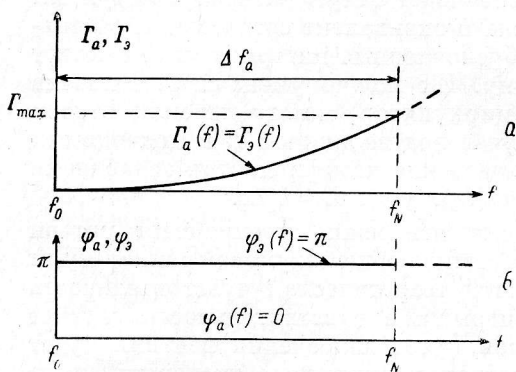


Рис. 5. Возможная частотная зависимость модулей (а) и фаз (б) коэффициентов отражения при малой длине высокочастотного тракта.

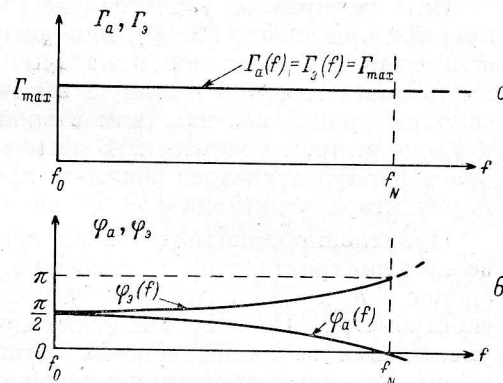


Рис. 6. Возможная частотная зависимость модулей (а) и фаз (б) коэффициентов отражения при средней длине высокочастотного тракта.

Произведя оценку теоретической чувствительности (47) и ожидаемого ложного сигнала (49), можно оценить проигрыш в чувствительности (2) при квазиуловом способе измерений:

$$\Pi_3 = \mu_3 \left(1 + \frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \right) \frac{T_{м3}}{T_{м1}} \approx 2 \left(1 + \frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \right) \left(\frac{T'_{шм} + \Delta T_\phi}{T'_{ш} + \Delta T_\phi} \right). \quad (50)$$

Для количественных оценок примем следующие значения: $\Delta T_6 = 2\Delta T_\phi$; $T_{н} = 290^\circ \text{ К}$; $T'_{шм}/T'_{ш} = 1.15$ (такое отношение будет при $T'_{ш} = T'_\phi + T_{в} \approx 100^\circ \text{ К}$ и дополнительных потерях в переключателе $\approx 0.2 \text{ дБ}$); $G'_{в0} = 20 \text{ дБ}$ (это значение примерно соответствует максимальному усилению, при котором еще можно обеспечить достаточно стабильную работу однокаскадного УВЧ отражательного типа); $L = 30 \text{ дБ}$ (значение, близкое к максимальному для циркуляторов дециметрового диапазона); $\Gamma_{в} = \Gamma_{\max} = 0.025$ (КСВН = 1.05 — точность согласования, которую можно выполнить в полосе анализа с помощью автоматического измерителя КСВ). Подставив эти значения, а также ранее принятые (16), в (47), (49) и (50), получим следующие оценки относительной величины ложного сигнала и проигрыша в чувствительности в случае применения отражательного УВЧ:

при кратковременных наблюдениях

$$\frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \approx 0.14, \quad \Pi_3 \approx 2.6 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0;$$

$$\frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \approx 0.9, \quad \Pi_3 \approx 4.2 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.5T'_{ш}; \quad (51)$$

при долговременных наблюдениях

$$\frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \approx 1.4, \quad \Pi_3 \approx 5.5 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.$$

Сравнение оценок (17), (25) и (51) показывает, что при данных значениях параметров высокочастотного тракта с отражательным УВЧ проигрыш в чувствительности при квазиуловом методе двойного сравнения в случае кратковременных наблюдений в 1.3–2.1 раза больше, чем при компенсационном, но в 2 раза меньше в случае долговременных, и во всех случаях меньше, чем при методе частотной модуляции. При этом следует отметить, что величина максимального ложного сигнала не превышает теоретическую чувствительность при кратковременных наблюдениях и только на 40% превышает ее при долговременных.

Если циркулятор усилителя не обеспечивает такую развязку, какую мы приняли при оценке (30 дБ), или антенна и эквивалент согласованы с меньшей точностью, то ложные сигналы, обусловленные интерференцией, могут иметь соответственно большую величину. Их можно уменьшить, включив дополнительный вентиль (или второй циркулятор) между переключателем и циркулятором усилителя. В этом случае под величиной L в приводимых ранее формулах следует понимать произведение коэффициентов ослабления циркулятора усилителя ($L_{ц}$) и вентиля ($L_{в}$), т. е. $L = L_{ц}L_{в}$.

Применение дополнительного вентиля неизбежно увеличивает потери во входном тракте, что приводит к возрастанию общей шумовой температуры системы $T'_{шм}$. Следовательно, ухудшается теоретическая чувствительность спектрометра. Поэтому снижение проигрыша в чувствительности за счет уменьшения величины ложных сигналов путем включения вентиля будет в той или иной степени компенсироваться увеличением дисперсии чисто шумовых флуктуаций. Такую компенсацию, по-видимому, нельзя считать эквивалентной, если вентиль применяется с целью подавления медленно меняющихся ложных сигналов, обусловленных долговременной нестабильностью УВЧ. В этом случае уменьшение величины ложных сигналов будет окупаться ценой увеличения дисперсии более быстрых шумовых флуктуаций, т. е. за счет ухудшения чувствительности при кратковременных наблюдениях.

При длительных наблюдениях на антеннах с узкой неподвижной диаграммой направленности основной задачей является исследование тонких деталей в распределении излучения радиолинии по протяженным областям неба. Поэтому здесь необходима высокая чувствительность как за длительное, так и за короткое время, и целесообразность применения дополнительного вентиля должна определяться этим требованием.

Более рациональным способом уменьшения ложных сигналов является применение двухкаскадного мал шумящего УВЧ типа РМ или ПУ. Поскольку второй каскад может быть достаточно хорошо развязан от входного тракта, то, снижая за счет этого каскада усиление в первом каскаде, можно значительно ослабить интерференционный паразитный сигнал, вызванный обратной связью между выходом и входом УВЧ. При этом ослабление ложных сигналов будет происходить как за счет уменьшения интерференционной составляющей, так и за счет улучшения стабильности УВЧ.

Из уравнений (45) и (49) видно также, что интерференционную составляющую ложного сигнала, вызванную отражением ($\Gamma_{в}$) от циркулятора, можно уменьшить, охлаждая нагрузку в 4-м плече циркулятора до температуры, примерно равной шумовой температуре системы ($T_{п} \approx T'_{шм}$).

Наилучшие результаты можно ожидать от применения на входе спектрометра лазера бегущей волны. Оценку ложных сигналов в этом случае хорошо производить по формуле (49), приняв $T_n=0$ (если на входе МБВ не ставится дополнительный вентиль) и $\sqrt{G'_{в0}/L}=0$:

$$\Delta T_{нз} \approx 2qT'_{шм} \left[\frac{\Delta T_{\phi}}{\Delta T_6} + \frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{шм}} \left(1 + \frac{\Delta g_n}{2q} \right) + 2 \frac{\Gamma_n \Gamma_{\max}}{q} \left(\frac{\Delta G_{в0}}{G_{в0}} + \Delta g_n \right) \right]. \quad (52)$$

Для принятых ранее значений параметров, входящих в (52), получим:

при кратковременных наблюдениях

$$\left. \frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \approx 0.008, \quad \Pi_3 \approx 2.3 \quad \text{при } \Delta T_{\phi} = 0; \right\}$$

$$\left. \frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \approx 0.8, \quad \Pi_3 \approx 4 \quad \text{при } \Delta T_{\phi} = 0.5T'_{шм}; \right\} \quad (53)$$

при долговременных наблюдениях

$$\left. \frac{|\Delta T_{нз}|}{\delta T_3} \approx 0.08, \quad \Pi_3 \approx 2.5 \quad \text{при } \Delta T_{\phi} = 0. \right\}$$

Эти оценки показывают, что при постоянной температуре фона в квази-нулевом спектрометре с МБВ может быть реализована чувствительность, весьма близкая к теоретической. Для принятых изменений температуры фона величина ложного сигнала не превышает теоретическую чувствительность и определяется в основном погрешностью балансировки.

Высокую точность балансировки можно обеспечить с помощью цепей автоматического регулирования, осуществляющих в режиме балансировки регулировку усиления каждого спектрального канала таким образом, чтобы уменьшить сигнал «ошибки» (42) до уровня выходных флуктуаций. Для этого удобно использовать принцип астатического регулирования [9—11], при котором балансировка может производиться эпизодически, по мере необходимости. Тогда при переводе спектрометра в режим рабочих измерений цепи авторегулирования можно отключить, не нарушая балансировку анализатора.

При ручной регулировке усиления практически невозможно сбалансировать многоканальный анализатор с такой же точностью, какую может обеспечить система авторегулирования. В этом случае погрешность балансировки в разных каналах будет различной и по величине может в несколько раз превышать минимальную погрешность (48), принятую нами для оценок. Соответственно должны увеличиться и ложные сигналы на выходе спектральных каналов при изменениях температуры фона.

Однако погрешность, возникающую за счет разбалансировки каналов, можно скорректировать при обработке наблюдений, если контролировать степень разбаланса до и после прохождения радиоисточника через диаграмму антенны. Такой контроль производится в режиме рабочих измерений по отклику каналов анализатора на включение балансировочного генератора шума, т. е. путем имитации изменений температуры фона. Если $\Delta V_{н6}$ — отклик спектрального канала на балансировочный сигнал с антенной температурой ΔT_6 , то ожидаемый отклик на изменение температуры фона, т. е. ложный сигнал, определяется из очевидного соотношения

$$\Delta V_{нф}(t) = \Delta V_{н6} \frac{\Delta T_{\phi}(t)}{\Delta T_6} = \Delta V_{н6} \frac{\Delta V_{0ф}(t)}{\Delta V_{06}}. \quad (54)$$

Здесь ΔV_{06} — отклик канала сравнения на балансировочный сигнал, $\Delta V_{0ф}(t)$ — отклик этого канала на изменения температуры фона $\Delta T_{\phi}(t)$.

Весьма важным достоинством квази-нулевого спектрометра является высокая точность регистрации на выходе канала сравнения всех изменений антенной температуры, происходящих в процессе спектральных наблюдений,

так как полоса пропускания этого канала значительно шире полосы спектральных каналов. Поэтому погрешность, с которой может быть исключен ложный сигнал (54), практически полностью определяется погрешностью измерения величины разбаланса $\Delta V_{нб}$, т. е. среднеквадратичным значением флуктуаций на выходе спектральных каналов. Поскольку этим же определялась погрешность балансировки, принятая при выводе формул (49) и (52), то остаточные ложные сигналы после коррекции должны быть близки к оценкам, полученным выше.

Погрешность коррекции при обработке можно уменьшить, если улучшить точность определения разбаланса $\Delta V_{нб}$ путем усреднения выходных сигналов на интервале времени, значительно превышающем постоянную времени спектральных каналов.

4.3. Нулевой радиоспектрометр двойного сравнения

При нулевом способе измерений включается цепь автоматического регулирования (на рис. 4 показана штрихами), которая осуществляет управление температурой эквивалента по сигналу «ошибки», снимаемому с выхода канала сравнения. При идеальной астатической системе авторегулирования постоянная составляющая на выходе канала сравнения в процессе измерений будет равна нулю. Казалось бы, что в этом случае применять балансные устройства нет необходимости, но поскольку реальная система авторегулирования всегда работает с некоторым сигналом «ошибки», отличным от нуля, то на практике такие устройства применяются для вычитания ошибки в отработке следящей системы [5, 12].

В дальнейшем будем считать систему авторегулирования идеальной, тогда, полагая $\bar{V}_0 = 2\bar{V}'_0 = 0$, из (38) получим

$$T_э = T_ф \left(\frac{1 + \xi_{а0}}{1 + \xi_{э0}} \right) + T_{вм} \left(\frac{\xi_{а0} - \xi_{э0}}{1 + \xi_{э0}} \right) + T_н \left(\frac{\eta_{а0} - \eta_{э0}}{1 + \xi_{э0}} \right). \quad (55)$$

Будем считать, что это условие выполняется при любых изменениях $T_ф$. Предположим, что анализатор хорошо сбалансирован ($1 + \gamma_n \approx 1/b_n$) и частотная характеристика УВЧ достаточно равномерна ($g'_n \ll 1$). Подставив (55) в (39) и отбросив члены второго порядка малости, получим следующее выражение для сигнала на выходе n -го канала анализатора:

$$\bar{V}_n \approx k [T_{шн} + (T_ф + T_{вм}) (\xi_{ан} - \xi_{эн} - \xi_{а0} + \xi_{э0}) + T_н (\eta_{ан} - \eta_{эн} - \eta_{а0} + \eta_{э0})] \Delta f_0 b_n G_{в0} (1 + g_n) G_0 (1 + \gamma_n). \quad (56)$$

Отсюда видно, что при $T_н = 0$ на выходе может регистрироваться паразитный сигнал $V_{нп}$, определяющий в начале наблюдений условный «нулевой» уровень канала.

Заменим в (56) ξ и η их значениями в соответствии с (33) и (36) и определим отклонения от «нулевого» уровня, вызываемые нестабильностью УВЧ ($\frac{\partial V_{нп}}{\partial G_{в0}} \Delta G_{в0}$; $\frac{\partial V_{нп}}{\partial g_n} \Delta g_n$) и изменениями температуры фона ($\frac{\partial V_{нп}}{\partial T_ф} \Delta T_ф$). Пересчитав затем эти отклонения ко входу УВЧ и отбросив члены второго порядка малости, получим следующее выражение для ложного сигнала:

$$\begin{aligned} \Delta T_{нл} \approx & \left\{ \sqrt{\frac{G'_{в0}}{L}} \left[2\Delta T_ф + T'_{шм} \left(3 \frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + 4\Delta g_n \right) \right] + \right. \\ & + 2\Gamma_в \left[\Delta T_ф + (T'_{шм} - T_н) \left(\frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + \Delta g_n \right) \right] \left. \right\} (\Gamma_{ан} \cos \varphi'_{ан} - \Gamma_{эн} \cos \varphi'_{эн} - \Gamma_{а0} \cos \varphi'_{а0} + \Gamma_{э0} \cos \varphi'_{э0}) + \\ & + 2T'_{шм} \sqrt{\frac{G'_{в0}}{L}} \Delta g_n (\Gamma_{а0} \cos \varphi'_{а0} - \Gamma_{э0} \cos \varphi'_{э0}) + \\ & + \left[\Delta T_ф + (T'_{шм} - T_н) \left(\frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + \Delta g_n \right) \right] (\Gamma_{а0}^2 - \Gamma_{э0}^2 - \Gamma_{ан}^2 + \Gamma_{эн}^2). \quad (57) \end{aligned}$$

Для оценки возможной величины ложного сигнала примем те же значения, что и при квазиуловом способе измерений: $\Gamma_{an} = \Gamma_{\varepsilon n} = \Gamma_{\max}$, $\Gamma_{a0} = \Gamma_{\varepsilon 0} = 0$, $\varphi'_{an} = 0$, $\varphi'_{\varepsilon n} = \pi$. В этом случае получим

$$\Delta T_{n4} \approx 2T'_{шм} \Gamma_{\max} \left[2 \frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{шм}} \left(\sqrt{\frac{G'_{в0}}{L}} + \Gamma_{в} \right) + \sqrt{\frac{G'_{в0}}{L}} \left(3 \frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + 4\Delta g_n \right) + 2\Gamma_{в} \left(1 - \frac{T_n}{T'_{шм}} \right) \left(\frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + \Delta g_n \right) \right]. \quad (58)$$

Полагая, что теоретическая чувствительность спектрометра при нулевом способе измерений такая же, как при квазиуловом (47),

$$\delta T_4 = \delta T_3 \approx 2q (T'_{шм} + \Delta T_{\phi}),$$

можно в соответствии с (2) определить проигрыш в чувствительности:

$$\Pi_4 = \mu_4 \left(1 + \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \right) \frac{T_{ш4}}{T_{ш1}} \approx 2 \left(1 + \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \right) \left(\frac{T'_{шм} + \Delta T_{\phi}}{T'_{ш} + \Delta T_{\phi}} \right). \quad (59)$$

Для принятых ранее значений параметров будем иметь:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при кратковременных наблюдениях} \\ \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 0.14, \quad \Pi_4 \approx 2.6 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0; \\ \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 4.9, \quad \Pi_4 \approx 13 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0.5T'_{ш}; \\ \text{при долговременных наблюдениях} \\ \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 1.4, \quad \Pi_4 \approx 5.5 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0. \end{array} \right\} \quad (60)$$

Сравнение оценок (60) и (51) показывает, что при одних и тех же параметрах входного модуляционного тракта и принятой нестабильности отражательного УВЧ нулевой и квазиуловый спектрометры имеют одинаковый проигрыш в чувствительности в том случае, когда температура фона постоянна. Но если она изменяется на величину $\Delta T_{\phi} = 0.5T'_{ш}$, то этот проигрыш при нулевом методе будет примерно в 3 раза больше, чем при квазиуловом.

В случае применения на входе спектрометра лазера бегущей волны выражение для оценки ложных сигналов можно получить из (58), полагая $T_n = 0$ и $\sqrt{G'_{в0}/L} = 0$:

$$\Delta T_{n4} \approx 4T'_{шм} \Gamma_{в} \Gamma_{\max} \left(\frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{шм}} + \frac{\Delta G_{в0}}{G'_{в0}} + \Delta g \right). \quad (61)$$

Для принятых ранее значений параметров, входящих в (61), получим:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при кратковременных наблюдениях} \\ \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 0.008, \quad \Pi_4 \approx 2.3 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0; \\ \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 0.38, \quad \Pi_4 \approx 3 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0.5T'_{ш}; \\ \text{при долговременных наблюдениях} \\ \frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 0.08, \quad \Pi_4 \approx 2.5 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0. \end{array} \right\} \quad (62)$$

Сравнение формул (61) и (52), а также оценок (62) и (53), показывает, что и в этом случае различие между нулевым и квазиуловым способами измерений проявляется только при изменениях температуры фона. Ложный сигнал, вызванный этими изменениями, при нулевом способе определяется точностью согласования антенны, эквивалента и усилителя с входным трак-

том, а при квазиуловом — точностью балансировки каналов спектрометра (или точностью коррекции разбаланса при обработке наблюдений). Меньшая относительная величина ложного сигнала при изменениях температуры фона, полученная в оценке (62), по сравнению с (53) объясняется тем, что для этих оценок была принята предельно достижимая в реальных условиях точность согласования элементов высокочастотного тракта ($K_{CBH}=1.05$). Однако согласование замедляющей системы лазера с входной линией в полосе МВВ считается вполне удовлетворительным при $K_{CBH}=1.2$ ($\Gamma_b=0.09$) [7]. Если произвести оценку ложных сигналов (52) и (61) для $\Gamma_b=0.09$ и прежних значениях всех остальных параметров, то получим (при кратковременных наблюдениях):

для квазиулового спектрометра

$$\frac{|\Delta T_{n3}|}{\delta T_3} \approx 0.83, \quad \Pi_3 \approx 4 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.5T'_m;$$

для нулевого спектрометра

$$\frac{|\Delta T_{n4}|}{\delta T_4} \approx 1.37, \quad \Pi_4 \approx 5.2 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.5T'_m.$$

Следовательно, в этом случае нулевой спектрометр становится более чувствительным к изменениям температуры фона.

Все приведенные выше формулы для оценки ложных сигналов при нулевом способе измерений были получены в предположении, что в процессе наблюдений спектр шумов эквивалента остается строго равномерным. На практике температура эквивалента изменяется с помощью переменных аттенуаторов, вносимое затухание которых при больших изменениях температуры фона должно регулироваться в широких пределах. При этом может изменяться согласование в тракте эквивалента, а следовательно, и спектр шумов эквивалента на входе УВЧ. Кроме того, во время прохождения яркого радиосточника через узкую диаграмму антенны вследствие непрерывных изменений температуры фона могут быть значительными динамические ошибки в отработке следящей системы. Поэтому применение нулевого способа даже при идеальной развязке между УВЧ и переключателем не исключает возможности появления ложных сигналов при изменениях температуры фона.

§ 5. Цифровой знаковый автокорреляционный радиоспектрометр

5.1. Квазиуловый модуляционный метод сравнения с эквивалентом

В случае применения в цифровом знаковом автокорреляционном спектрометре [1, рис. 13] модуляционного метода сравнения с эквивалентом оценка спектральной плотности исследуемого сигнала на некоторой частоте f_n в соответствии с формулой (109) из работы [1] определяется выражением

$$T_n = \frac{\Delta p_{xn}}{p'_{эн}} (\bar{T}_x + T_\phi + T_{вм}) + \bar{T}_x, \quad (63)$$

где $\Delta p_{xn} = p_{ан} - p_{эн}$ — вычисленная по результатам рабочих измерений (в модуляционном режиме работы) оценка разностных значений нормированных спектров на входе ограничителя для частоты f_n ; $p'_{эн}$ — оценка нормированной спектральной плотности шума до ограничителя на частоте f_n , полученная по результатам вспомогательных наблюдений при подключенном эквиваленте; \bar{T}_x — температура радиолинии, усредненная по полосе пропускания приемника.

При отсутствии спектрального сигнала ($T_x=0$) выражение (63) определяет спектральную плотность паразитного сигнала $T_{пн}$, который является

«нулевым» уровнем на частоте f_n . Согласно (110) из работы [1] оценка этого паразитного сигнала может быть вычислена по формуле

$$T_{\text{нп}} = \frac{\Delta p_{xn}}{P'_{\text{эн}}} \left(\frac{\bar{W} + \bar{V}}{C} \right), \quad (64)$$

где W и V — соответственно показания измерителей полной и разностной мощности; C — коэффициент, определяемый калибровкой измерителей мощности.

Оценку величины ложных спектральных сигналов (т. е. отклонений от «нулевого» уровня) необходимо производить с учетом реальной точности согласования элементов во входном модуляционном тракте приемника.

Используя уравнение (34) и (35) для спектральной плотности шумов на входе УВЧ, получим следующие выражения для мощности на входе ограничителя коррелометра при $T_{\text{н}}=0$:

мощность в полосе Δf_p , определяемой сглаживающей функцией (54) из работы [1], на частоте f_n при подключенной антенне

$$P_{\text{ан}} = k [(T_{\text{ф}} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{ан}}) + T_{\text{н}} \eta_{\text{ан}}] \Delta f_p G_{\text{вн}} G_n, \quad (65a)$$

полная мощность при подключенной антенне

$$P_{\text{а}\Sigma} = k [(T_{\text{ф}} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{а0}}) + T_{\text{н}} \eta_{\text{а0}}] \Delta f_{\text{п}} G_{\text{вс}} G_c, \quad (65б)$$

мощность в полосе Δf_p на частоте f_n при подключенном эквиваленте

$$P_{\text{э}\Sigma} = k [(T_{\text{э}} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{э0}}) + T_{\text{н}} \eta_{\text{э0}}] \Delta f_p G_{\text{вн}} G_n, \quad (65в)$$

полная мощность при подключенном эквиваленте

$$P_{\text{э}\Sigma} = k [(T_{\text{э}} + T_{\text{вм}}) (1 + \xi_{\text{э0}}) + T_{\text{н}} \eta_{\text{э0}}] \Delta f_{\text{п}} G_{\text{вс}} G_c. \quad (65г)$$

Здесь $\Delta f_{\text{п}}$ — эквивалентная прямоугольная полоса пропускания приемника до ограничителя; $G_{\text{вс}}$ и G_c — соответственно коэффициенты передачи мощности УВЧ и последующего тракта на центральной частоте f_c полосы анализа; индекс n при коэффициентах указывает, что берутся их средние значения в полосе Δf_p на частоте f_n , а индекс 0 — во всей полосе $\Delta f_{\text{п}}$. Остальные обозначения те же, что и в предыдущем параграфе.

Обозначив штрихами коэффициенты передачи во время калибровки, получим

$$C = k \Delta f_{\text{п}} G'_{\text{вс}} G_c.$$

Учитывая также, что $W + V = P_{\text{а}\Sigma}$, преобразуем формулу (64):

$$\begin{aligned} T_{\text{нп}} &= \frac{\Delta p_{xn}}{P'_{\text{эн}}} \left(\frac{\bar{W} + \bar{V}}{C} \right) = \left(\frac{P_{\text{ан}} - P_{\text{э}\Sigma}}{P'_{\text{эн}}} \right) \frac{P_{\text{а}\Sigma}}{k \Delta f_{\text{п}} G'_{\text{вс}} G_c} = \\ &= \frac{P'_{\text{э}\Sigma}}{P'_{\text{эн}}} \left(\frac{P_{\text{ан}}}{P_{\text{а}\Sigma}} - \frac{P_{\text{э}\Sigma}}{P_{\text{э}\Sigma}} \right) \frac{P_{\text{а}\Sigma}}{k \Delta f_{\text{п}} G'_{\text{вс}} G_c}. \end{aligned} \quad (66)$$

Используя соотношения (65), выразим мощность в (66) через температуры на входе УВЧ; подставив затем вместо ξ и η их значения в соответствии с (33) и (36) и отбросив члены второго порядка малости, получим выражение для спектральной плотности паразитного сигнала на частоте f_n

$$\begin{aligned} T_{\text{нп}} \approx & (T_{\text{ф}} + T_{\text{вм}}) \left\{ 2 \left[\left(\Gamma_{\text{в}} + \sqrt{\frac{G_{\text{вс}}}{L}} (1 + g_{\text{вс}}) \right) (\Gamma_{\text{ан}} \cos \varphi'_{\text{ан}} - \Gamma_{\text{э}\Sigma} \cos \varphi'_{\text{э}\Sigma}) - \right. \right. \\ & - \left. \left(\Gamma_{\text{в}} + \sqrt{\frac{G_{\text{вс}}}{L}} \right) (\Gamma_{\text{а0}} \cos \varphi'_{\text{а0}} - \Gamma_{\text{э0}} \cos \varphi'_{\text{э0}}) - \frac{2T_{\text{н}} \Gamma_{\text{в}}}{T_{\text{ф}} + T_{\text{вм}}} \left[\Gamma_{\text{ан}} \cos \varphi'_{\text{ан}} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \Gamma_{\text{а0}} \cos \varphi'_{\text{а0}} - \left(\frac{T_{\text{ф}} + T_{\text{вм}}}{T_{\text{э}} + T_{\text{вм}}} \right) (\Gamma_{\text{э}\Sigma} \cos \varphi'_{\text{э}\Sigma} - \Gamma_{\text{э0}} \cos \varphi'_{\text{э0}}) \right] \right\} + \\ & + \left(1 - \frac{T_{\text{н}}}{T_{\text{ф}} + T_{\text{вм}}} \right) (\Gamma_{\text{а0}}^2 - \Gamma_{\text{ан}}^2) - \left(1 - \frac{T_{\text{н}}}{T_{\text{э}} + T_{\text{вм}}} \right) (\Gamma_{\text{э0}}^2 - \Gamma_{\text{э}\Sigma}^2) \left\} \frac{G_{\text{вс}} (1 + g_{\text{вс}})}{G'_{\text{вс}} (1 + g'_{\text{вс}})}. \end{aligned} \quad (67)$$

Здесь неравномерность частотной характеристики УВЧ определена относительно коэффициента передачи на центральной частоте полосы анализа:

$$g_{nc} = \frac{G_{вн}}{G_{вс}} - 1.$$

Предполагается также, что при вспомогательных измерениях $G_{вс} = G'_{вс}$ и $g_{nc} = g'_{nc}$.

Определив отклонения от «нулевого» уровня, вызванные возможными изменениями характеристик УВЧ и температуры фона, получим следующее приближенное выражение для суммарного ложного сигнала при квази-нулевым способом измерений:

$$\begin{aligned} \Delta T_{н5} \approx & \left\{ \sqrt{\frac{G'_{вс}}{L}} \left[2\Delta T_{\phi} + T'_{шм} \left(3 \frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}} + 4\Delta g_{nc} \right) \right] + \right. \\ & + 2\Gamma_{в} \left[\Delta T_{\phi} + (T'_{шм} - T_{н}) \left(\frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}} + \Delta g_{nc} \right) \right] \left\{ \Gamma_{ан} \cos \varphi'_{ан} - \Gamma_{эн} \cos \varphi'_{эн} - \Gamma_{а0} \cos \varphi'_{а0} + \Gamma_{э0} \cos \varphi'_{э0} \right\} + \\ & + 2T'_{шм} \sqrt{\frac{G'_{вс}}{L}} \Delta g_{nc} (\Gamma_{а0} \cos \varphi'_{а0} - \Gamma_{э0} \cos \varphi'_{э0}) + \\ & + \left[\Delta T_{\phi} + (T'_{шм} - T_{н}) \left(\frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}} + \Delta g_{nc} \right) (\Gamma_{а0}^2 - \Gamma_{э0}^2 - \Gamma_{ан}^2 + \Gamma_{эн}^2) + \right. \\ & \left. + T_{н} \frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{шм}} [2\Gamma_{в} (\Gamma_{эн} \cos \varphi'_{эн} - \Gamma_{э0} \cos \varphi'_{э0}) + \Gamma_{э0}^2 - \Gamma_{эн}^2] \right\}. \end{aligned} \quad (68)$$

Здесь $T'_{шм} = T'_{\phi} + T_{вм}$ — шумовая температура системы во время калибровки и вспомогательных измерений (поскольку применяется квази-нулевой способ измерений, то $T_{в} = T'_{\phi} = \text{const}$); ΔT_{ϕ} — изменения температуры фона после компенсации входных шумов; предполагается, что $g'_{nc} \ll 1$.

Для оценки максимальной величины ложного сигнала примем те же значения, что и при методе двойного сравнения: $\Gamma_{ан} = \Gamma_{эн} = \Gamma_{\max}$, $\Gamma_{а0} = \Gamma_{э0} = 0$, $\varphi'_{ан} = 0$, $\varphi'_{эн} = \pi$. Тогда

$$\begin{aligned} \Delta T_{н5} \approx & 2T'_{шм} \Gamma_{\max} \left[2 \frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{шм}} \left(\sqrt{\frac{G'_{вс}}{L}} + \Gamma_{в} \right) + \sqrt{\frac{G'_{вс}}{L}} \left(3 \frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}} + 4\Delta g_{nc} \right) + \right. \\ & \left. + 2\Gamma_{в} \left(1 - \frac{T_{н}}{T'_{шм}} \right) \left(\frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}} + \Delta g_{nc} \right) - T_{н} \frac{\Delta T_{\phi}}{(T'_{шм})^2} \left(\Gamma_{в} + \frac{\Gamma_{\max}}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (69)$$

В соответствии с (1) и табл. 1 определим теоретическую чувствительность спектрометра с цифровым знаковым автокорреляционным анализатором

$$\delta T_5 = \mu_5 q T_{н5} \approx 2.8q (T'_{шм} + \Delta T_{\phi}). \quad (70)$$

Наконец, в соответствии с (2) запишем выражение для оценки проигрыша в чувствительности

$$\Pi_5 = \mu_5 \left(1 + \frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} \right) \frac{T_{н5}}{T_{ш1}} \approx 2.8 \left(1 + \frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} \right) \left(\frac{T'_{шм} + \Delta T_{\phi}}{T'_{ш} + \Delta T_{\phi}} \right). \quad (71)$$

Приняв для количественной оценки те же значения параметров, входящих в (69) и (70), что и в предыдущих случаях, и полагая

$$G_{вс} \approx G_{в0}, \quad \Delta G_{вс} \approx \Delta G_{в0}, \quad g_{nc} \approx g_n \quad \text{и} \quad \Delta g_{nc} \approx \Delta g_n,$$

получим:

при кратковременных наблюдениях

$$\begin{aligned} \frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} & \approx 0.1, \quad \Pi_5 \approx 3.6 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0; \\ \frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} & \approx 3.2, \quad \Pi_5 \approx 13 \text{ при } \Delta T_{\phi} = 0.5T'_{ш}; \end{aligned} \quad (72)$$

при долговременных наблюдениях

$$\frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} \approx 1, \quad \Pi_5 \approx 6.5 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.$$

Эти оценки относятся к спектрометру, на входе которого применяется отражательный УВЧ. В случае использования МБВ выражение для ложного сигнала принимает вид

$$\Delta T_{н5} \approx 4T'_{шм} \Gamma_B \Gamma_{\max} \left(\frac{\Delta T_\phi}{T'_{шм}} + \frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}} + \Delta g_{вс} \right), \quad (73)$$

а количественные оценки для принятых значений параметров дают следующее: при кратковременных наблюдениях

$$\begin{aligned} \frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} &\approx 0.005, \quad \Pi_5 \approx 3.2 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0; \\ \frac{|\Delta T_{н5}|}{\delta T_5} &\approx 0.27, \quad \Pi_5 \approx 3.9 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.5T'_m; \end{aligned} \quad (74)$$

при долговременных наблюдениях

$$\frac{\Delta T_{н5}}{\delta T_5} \approx 0.05; \quad \Pi_5 \approx 3.4 \quad \text{при } \Delta T_\phi = 0.$$

Сравнение формул (69) и (73) с (57) и (61), а также сопоставление количественных оценок, сделанных по этим формулам, показывает, что спектрометр с цифровым знаковым автокорреляционным анализатором при квази-нулевом способе измерений по отклику на нестабильность характеристик УВЧ и изменения температуры фона ведет себя подобно спектрометру с фильтровым анализатором при нулевом способе измерений.

В случае применения МБВ выражения для ложных сигналов (61) и (73) по форме полностью совпадают, а при использовании отражательного УВЧ формула (69) отличается от (57) только последним членом, зависящим от ΔT_ϕ .

Подобие формул и оценок объясняется тем, что цифровой знаковый коррелометр позволяет получать лишь нормированные оценки спектров. При идеальном ограничении эти оценки не зависят от уровня мощности сигналов, подаваемых на коррелометр; в результате и происходит кажущееся выравнивание температур антенны и эквивалента. Однако вследствие того что вычисление калиброванных оценок спектра производится путем умножения оценки разностных значений нормированных спектров $\Delta p_x(f) = p_a(f) - p_b(f)$ на полную мощность $P_{ав}$, отражающую изменения температуры антенны во время наблюдений, то в конечном результате получаются одинаковые кажущиеся изменения температур антенны и эквивалента, т. е. реализуется кажущийся нулевой метод.

В действительности же температура эквивалента в процессе наблюдений остается постоянной, поэтому здесь отсутствуют дополнительные погрешности, которые могут быть при автоматическом регулировании температуры эквивалента в нулевом спектрометре.

Несколько больший проигрыш в чувствительности у автокорреляционного спектрометра обусловлен дополнительной методической погрешностью за счет ограничения сигнала.

Некоторое различие в формулах (69) и (57) обусловлено тем, что в случае применения отражательного УВЧ, помимо шумов антенны и эквивалента, на вход усилителя попадают отраженные от неоднородностей входного тракта шумы нагрузки в 4-м плече циркулятора. Поскольку кажущееся выравнивание шумовых температур происходит вследствие кажущегося пропорционального ΔT_ϕ изменения всех составляющих шумов на входе УВЧ, когда подключен эквивалент, то, следовательно, происходит кажу-

щееся изменение не только температуры эквивалента T_0 , но и температуры нагрузки T_n . В нулевом же спектрометре выравнивание шумов на входе УВЧ производится только за счет регулирования температуры эквивалента T_0 .

Последний член в (69) отражает кажущееся изменение T_n в зависимости от температуры фона, причем он противоположен по знаку первому члену, также зависящему от ΔT_ϕ . Это указывает на дополнительную возможность ослабления реакции спектрометра на изменения температуры фона путем выбора оптимальной температуры T_n . Оптимум находится из условия

$$T_n = 4T'_{\text{шм}} \left(\frac{\sqrt{\frac{G'_{\text{rc}}}{L}} + \Gamma_n}{\Gamma_{\text{max}} + 2\Gamma_n} \right).$$

Для принятых выше значений параметров необходимую температуру ($T_n \approx 2100^\circ \text{K}$) легко получить от шум-генератора.

Эффект взаимной компенсации составляющих ложного сигнала, вызванных изменениями температуры фона, обусловлен тем, что первичные шумовые сигналы от антенны (эквивалента) и от нагрузки R_n распространяются во входном тракте в противоположных направлениях. Поэтому шумы антенны (эквивалента) и отраженные шумы нагрузки R_n имеют на входе УВЧ противоположный друг другу характер частотных зависимостей, вызванных отражениями в тракте.

Следовательно, одинаковые по знаку изменения температуры антенны (эквивалента) и нагрузки должны вызывать появление разнополярных составляющих ложного сигнала, которые в той или иной степени компенсируют друг друга.

К этому эффекту и приводит кажущаяся зависимость температур эквивалента T_0 и нагрузки T_n от изменений температуры фона при квазиуловом способе измерений.

В случае использования нулевого метода, когда шумовые температуры на входе УВЧ выравниваются путем автоматического регулирования температуры эквивалента, последний член в (69) будет равен нулю и вследствие этого ложный сигнал будет иметь несколько большую величину (для принятых значений при $\Delta T_\phi = 0.5T'_{\text{шм}}$ оценки дают $\frac{|\Delta T_{\text{л5}}|}{\delta T_0} \approx 3.5$, $P_5 \approx 13.8$).

Полученные здесь формулы для оценки ложных сигналов верны только в предположении, что спектр собственных шумов приемника в полосе анализа можно считать равномерным. Если это условие не выполняется, то при квазиуловом методе может появиться составляющая ложного сигнала, вызванная кажущейся зависимостью шумовой температуры приемника от изменений температуры фона. В этом случае применение нулевого метода может дать лучшие результаты [13].

5.2. Метод частотной модуляции

При методе частотной модуляции вместо переключения на эквивалент производится скачкообразная перестройка приемника с помощью 1-го гетеродина с частоты линии на частоту сравнения. В этом случае формула (63) для оценки спектральной плотности на частоте f_n принимает вид

$$T_n = \frac{\Delta p_{xn}}{p'_{n0}} \left(\frac{\bar{W} + \bar{V}}{C} \right), \quad (75)$$

где p'_{n0} — оценка нормированной спектральной плотности шума на входе ограничителя во время вспомогательных измерений, когда приемник настроен на частоту сравнения.

Выражение (75) при отсутствии спектрального сигнала определяет «нулевой» уровень на частоте f_n .

При оценке величины ложных сигналов необходимо учитывать неравномерность частотной характеристики высокочастотного тракта, приемника. Будем считать, что эта неравномерность определяется коэффициентом передачи УВЧ $G_{\nu}(f)$. В этом случае получим следующие выражения для мощности на входе ограничителя коррелометра:

мощность в полосе Δf_p на частоте f_n при настройке на частоту линии

$$P_n = k(T_{\phi} + T_{\nu}) \Delta f_p G_{\nu n} G_n; \quad (76a)$$

полная мощность при настройке на частоту линии

$$P_{\Sigma} = k(T_{\phi} + T_{\nu}) \Delta f_{\Pi} G_{\nu c} G_c; \quad (76б)$$

мощность в полосе Δf_p при настройке на частоту сравнения

$$P_{n0} = k(T_{\phi} + T_{\nu}) \Delta f_p G_{\nu n0} G_n; \quad (76в)$$

полная мощность при настройке на частоту сравнения

$$P_{0\Sigma} = k(T_{\phi} + T_{\nu}) \Delta f_{\Pi} G_{\nu 0c} G_c. \quad (76г)$$

Здесь $G_{\nu n}$ и $G_{\nu n0}$ — средние в полосе Δf_p коэффициенты передачи УВЧ на частотах f_n и f_{n0} соответственно; f_{n0} — частота сравнения; $G_{\nu c}$ и $G_{\nu 0c}$ — коэффициенты передачи УВЧ в центре полосы анализа при настройке соответственно на частоту линии и на частоту сравнения. Остальные обозначения те же, что и в предыдущих случаях.

Обозначим штрихами коэффициенты передачи во время калибровки. Тогда

$$C = k \Delta f_{\Pi} G'_{\nu c} G_c.$$

Неравномерность частотной характеристики УВЧ в полосе анализа при настройке на частоту линии определим относительно $G_{\nu c}$:

$$g_{nc} = \frac{G_{\nu n}}{G_{\nu c}} - 1;$$

а при настройке на частоту сравнения — относительно $G_{\nu 0c}$:

$$g_{n0c} = \frac{G_{\nu n0}}{G_{\nu 0c}} - 1.$$

Будем считать, что при вспомогательных измерениях $G_{\nu c} = G'_{\nu c}$ и $g_{n0c} = g'_{n0c}$.

Учитывая, что $W + V = P_{\Sigma}$, и используя приведенные выше соотношения (76), получим следующее выражение для спектральной плотности паразитного сигнала на частоте f_n :

$$\begin{aligned} T_{\text{шп}} &= \frac{\Delta p_{\text{шп}}}{P'_{n0}} \left(\frac{\bar{W} + \bar{V}}{C} \right) = \left(\frac{P_n - P_{n0}}{P'_{n0}} \right) \frac{P_{\Sigma}}{k \Delta f_{\Pi} G'_{\nu c} G_c} = \\ &= \left(\frac{P_n}{P_{\Sigma}} - \frac{P_{n0}}{P_{0\Sigma}} \right) \frac{P'_{0\Sigma}}{P'_{n0}} \cdot \frac{P_{\Sigma}}{k \Delta f_{\Pi} G'_{\nu c} G_c} = (T_{\phi} + T_{\nu}) \left(\frac{g_{nc} - g_{n0c}}{1 + g'_{n0c}} \right) \frac{G_{\nu c}}{G'_{\nu c}}. \end{aligned} \quad (77)$$

Когда применяется метод частотной модуляции, то обычно УВЧ настраивается таким образом, чтобы полосы анализа при настройке на частоту линии и на частоту сравнения располагались симметрично относительно центра полосы пропускания УВЧ [14, 15]. В этом случае частотная характеристика УВЧ в полосе линии и в полосе сравнения может иметь различный наклон (рис. 7), поэтому можно принять

$$g_{n0c} = -g_{nc}.$$

Чтобы сравнить работу автокорреляционного и фильтрового спектрометров в одинаковых условиях необходимо учесть следующее. В фильтровом

спектрометре неравномерность частотной характеристики определялась относительно коэффициента передачи на частоте сравнения (19):

$$g_{nc} = \frac{G_{вн} - G_{вн0}}{G_{вн0}} = \frac{G_{в}(f_n) - G_{в}(f_{н0})}{G_{в}(f_{н0})},$$

где $|f_n - f_{н0}| \geq \Delta f_a$. Здесь же она определяется в пределах полосы анализа Δf_a относительно коэффициента передачи в центре этой полосы, т. е. на участках $|f_n - f_c| = |f_{н0} - f_{с0c}| \leq \Delta f_a/2$, и поэтому должна быть соответственно меньше g_n . Для оценок можно принять

$$g_{nc} - g_{н0c} \approx 2g_{nc} \approx g_n.$$

Тогда, полагая $g'_{nc} \ll 1$, получим

$$T_{ш} \approx (T_{\phi} + T_{в}) g_n \frac{G_{вс}}{G'_{вс}}. \quad (78)$$

Определим выражение для суммарного ложного сигнала:

$$\Delta T_{н6} = \left(\frac{\partial T_{ш}}{\partial T_{\phi}}\right) \Delta T_{\phi} + \left(\frac{\partial T_{ш}}{\partial G_{вс}}\right) \Delta G_{вс} + \left(\frac{\partial T_{ш}}{\partial g_n}\right) \Delta g_n \approx T'_{ш} \left[\left(\frac{\Delta T_{\phi}}{T'_{ш}} + \frac{\Delta G_{вс}}{G'_{вс}}\right) g'_n + \Delta g_n \right]. \quad (79)$$

Здесь $T'_{ш} = T'_{\phi} + T_{в}$. Из сравнения (79) и (22) следует, что в одинаковых условиях автокорреляционный и фильтровой спектрометры с частотной моду-

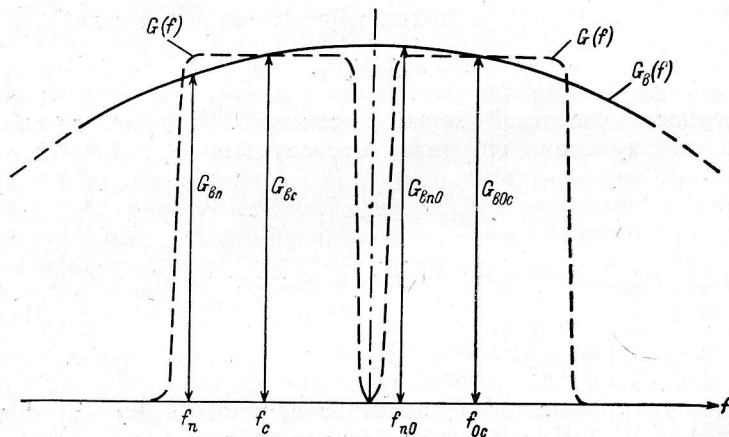


Рис. 7. Расположение полос анализа относительно частотной характеристики УВЧ при методе частотной модуляции.

ляцией одинаково реагируют на изменения температуры фона и нестабильность УВЧ.

Теоретическая чувствительность цифрового знакового автокорреляционного спектрометра с частотной модуляцией в соответствии с табл. 1 и формулой (1) определяется выражением

$$\delta T_6 = \mu_6 q T_{м6} \approx 2.8q (T'_{ш} + \Delta T_{\phi}). \quad (80)$$

В соответствии с (2) определим проигрыш в чувствительности

$$\Pi_6 = \mu_6 \left(1 + \frac{|\Delta T_{н6}|}{\delta T_6}\right) \frac{T_{м6}}{T_{м1}} \approx 2.8 \left(1 + \frac{|\Delta T_{н6}|}{\delta T_6}\right) \quad (81)$$

(полагаем $T_{м6} = T_{м1}$). Подставив в (80) и (81) ранее принятые значения (16) и считая $g'_n = 5 \cdot 10^{-2}$ (как в фильтровом спектрометре), получим следующие количественные оценки:

при кратковременных наблюдениях

$$\frac{|\Delta T_{н6}|}{\delta T_6} \approx 0.45, \Pi_6 \approx 4 \text{ при } \Delta T_\phi = 0;$$

$$\frac{|\Delta T_{н6}|}{\delta T_6} \approx 6.2, \Pi_6 \approx 18.7 \text{ при } \Delta T_\phi = 0.5T'_{ш}; \quad (82)$$

при долговременных наблюдениях

$$\frac{|\Delta T_{н6}|}{\delta T_6} \approx 4.4, \Pi_6 \approx 15 \text{ при } \Delta T_\phi = 0.$$

Сравнения этих оценок с (25) показывает, что метод частотной модуляции как в автокорреляционном, так и в фильтровом спектрометре позволяет в одинаковых условиях реализовать примерно одинаковую чувствительность.

Результаты выполненных количественных оценок ложных сигналов и реального проигрыша в чувствительности при различных методах измерений для удобства сравнения сведены в табл. 2.

ТАБЛИЦА 2

i	Метод измерений	μ_i	Тип УВЧ	Кратковременные наблюдения				Долговременные наблюдения	
				$\Delta T_\phi = 0$		$\Delta T_\phi = 0.5T'_{ш}$		$\Delta T_\phi = 0$	
				$\frac{ \Delta T_{ни} }{\delta T_i}$	Π_i	$\frac{ \Delta T_{ни} }{\delta T_i}$	Π_i	$\frac{ \Delta T_{ни} }{\delta T_i}$	Π_i
Спектрометр с фильтровым анализатором									
1	Компенсационный метод	1	РМ, ПУ, МБВ	1	2	1	2	10	11
2	Метод частотной модуляции	2	То же	0.6	3.2	8.7	19.4	6.2	14.4
3	Квазиулевой метод двойного сравнения	2	РМ, ПУ МБВ	0.14 0.008	2.6 2.3	0.9 0.8	4.2 4	1.4 0.08	5.5 2.5
4	Нулевой метод двойного сравнения	2	РМ, ПУ МБВ	0.14 0.008	2.6 2.3	4.9 0.38	13 3	1.4 0.08	5.5 2.5
Спектрометр с цифровым знаковым автокорреляционным анализатором									
5	Квазиулевой модуляционный метод сравнения с эквивалентом	2.8	РМ, ПУ МБВ	0.1 0.005	3.6 3.2	3.2 0.27	13 3.9	1 0.05	6.5 3.4
6	Метод частотной модуляции	2.8	РМ, ПУ, МБВ	0.45	4	6.2	18.7	4.4	15

§ 6. Выводы

При компенсационном методе спектральных измерений требуется очень высокая долговременная стабильность частотной характеристики УВЧ, которую обычно применяемые маломощные усилители не обеспечивают. Поэтому чувствительность, близкая к теоретической, может быть реализована только при кратковременных наблюдениях. Серьезным недостатком является также низкая точность измерений температуры фона, поскольку эти измерения во время спектральных наблюдений могут выполняться только методом компенсационного радиометра.

При методе частотной модуляции, помимо требования к стабильности частотной характеристики УВЧ, предъявляются очень высокие требования к ее равномерности в полосе, по крайней мере в 2 раза более широкой, чем

при других методах измерений. Поэтому в спектрометрах с частотной модуляцией могут применяться только широкополосные УВЧ.

Применение метода частотной модуляции как при фильтровом, так и при автокорреляционном анализе, дает примерно одинаковые результаты.

Наиболее серьезным недостатком спектрометров с частотной модуляцией является чувствительность к изменениям температуры фона. Например, в работе [15], посвященной результатам наблюдений на 100-канальном автокорреляционном спектрометре NRAO (с частотной модуляцией), делается заключение, что автокорреляционный спектрометр можно применять только в тех случаях, когда температура фона не меняется, и поэтому его нельзя использовать для исследования линий в поглощении.

Температура фона в спектрометрах с частотной модуляцией может измеряться только методом компенсационного радиометра, но обычно ее измерения в таких спектрометрах не предусматриваются.

Применение модуляционного метода сравнения спектра шумов антенны со спектром эквивалента позволяет снизить требования к равномерности и стабильности частотной характеристики УВЧ при условии, что обеспечивается достаточно высокая точность согласования элементов СВЧ тракта модуляционного приемника.

Реакцию спектрометра на изменения температуры фона при квазиуловом способе измерений можно в значительной степени ослабить путем балансировки каналов спектрометра, либо коррекцией разбаланса при обработке наблюдений, независимо от точности согласования элементов высокочастотного тракта. При нулевом способе реакция спектрометра на изменения температуры фона в основном зависит от точности согласования модуляционного тракта со входом УВЧ.

Квазиуловый метод сравнения с эквивалентом в цифровом знаковом автокорреляционном спектрометре преобразуется при вычислении оценок спектра в кажущийся нулевой метод и поэтому позволяет реализовать чувствительность, близкую к чувствительности нулевого спектрометра двойного сравнения.

В тех случаях, когда на входе УВЧ имеется циркулятор, реакцию цифрового знакового автокорреляционного спектрометра на изменения температуры фона при квазиуловом методе можно уменьшить подбором температуры согласованной нагрузки, шумы которой через циркулятор излучаются во входной тракт.

В настоящее время в связи с открытием новых спектральных линий, которые могут наблюдаться во всем диапазоне дециметровых, сантиметровых и миллиметровых радиоволн, очень актуальной является проблема исследования этих линий с минимальными затратами средств на разработку уникальной аппаратуры. Наиболее сложными и дорогими устройствами являются многоканальные анализаторы спектра. Очевидно, что один и тот же анализатор с достаточно высоким спектральным разрешением и широкой полосой анализа может быть использован для исследования многих линий в различных участках радиодиапазона. Для этого необходимо иметь сменные высокочастотные блоки и гетеродины, тракт промежуточной частоты рационально использовать один и тот же. В таком универсальном спектрометре должен быть применен также наиболее универсальный метод измерений, учитывающий специфику наблюдений различных линий. Прежде всего следует иметь в виду, что большинство линий очень слабы и могут наблюдаться только на фоне ярких радиоисточников.

Приведенные выше оценки показывают, что при фильтровом анализе для этой цели лучше всего подходит квазиуловый метод двойного сравнения, а при автокорреляционном — квазиуловый метод сравнения с эквивалентом.

Важным преимуществом этих методов перед остальными является то, что они позволяют непосредственно в процессе спектральных наблюдений производить измерения антенной температуры и ее изменений с высокой

точностью. Благодаря этому имеется возможность более точно учитывать систематические ошибки спектрометра, обусловленные изменениями температуры фона.

В отличие от метода частотной модуляции эти методы не требуют сложных переключаемых гетеродинов. Поэтому в качестве сменных гетеродинов в универсальном спектрометре могут использоваться отражательные клистроны, синхронизируемые с помощью типовых систем фазовой автоподстройки гармониками высокостабильных опорных частот. Необходимые опорные частоты в настоящее время можно получать от синтезаторов, выпускаемых промышленностью.

Следует также учитывать, что в таком универсальном спектрометре могут использоваться подходящие СВЧ устройства радиометров сплошного спектра, поскольку в радиометрах применяется преимущественно квазиулевой модуляционный метод измерений.

Наилучшим типом УВЧ для спектрометра является мазер бегущей волны. При модуляционном методе сравнения с эквивалентом усилители этого типа позволяют реализовать чувствительность, весьма близкую к теоретической благодаря предельно низким собственным шумам, хорошей стабильности характеристик, достаточно широкой полосе пропускания и высокой внутренней развязке между выходом и входом.

В заключение автор выражает благодарность Н. Л. Кайдановскому и Д. В. Королькову за полезное обсуждение ряда вопросов.

Л и т е р а т у р а

1. Рыжков Н. Ф. Аппаратурные методы радиоспектроскопии межзвездной среды. 1. Основные сведения. — *Астрофиз. исслед.* (Изв. САО), 1974, 6, с. 96—143.
2. Троицкий В. С. Флуктуации в нагруженной линии. — *ЖТФ*, 1955, 25, вып. 8, с. 1426—1435.
3. Стародубцев А. М. Собственные шумы линии передачи с потерями. — *Тр. ГИФТИ и радиофиз. фак. ГГУ, сер. физическая*, 1957, 35, с. 38—50.
4. Биргер Л. А. Погрешность градуировки генераторов шумов, обусловленная отражениями. — *Тр. ВНИИФТРИ*, 1960, вып. 48, с. 48.
5. Гуднов В. М., Горячев И. М. и др. Нулевой спектральный радиометр на волну 5.2 см с симметричным методом приема. — *Тр. ФИАН СССР*, 1969, 47, с. 5—20.
6. Корольков Д. В. О реализации предельной чувствительности в модуляционном радиометре с параметрическим усилителем. — *Изв. ГАО в Пулковке*, 1964, 23, вып. 3, № 172, с. 186—190.
7. Штейншлейгер В. Б., Мисежников Г. С., Лифанов П. С. Квантовые усилители СВЧ (мазеры). М., «Сов. радио», 1971, 431 с.
8. Рыжков Н. Ф. Радиоспектрограф на волну 21 см. — *Изв. ГАО в Пулковке*, 1972, № 188, с. 172—180.
9. Рыжков Н. Ф. Методы радиоспектроскопии межзвездной среды и некоторые результаты наблюдений в радиолиниях дециметрового диапазона. — Автореф. канд. дисс., ГАО, Л., 1971.
10. Поповиченко В. В. Использование астатических принципов в системах автоматического регулирования приемных устройств. — *Вопросы радиоэлектроники*, серия ОТ, 1971, вып. 14, с. 3—9.
11. Прозоров В. А. Низкочастотное выходное устройство модуляционного радиометра. — *Изв. вузов, радиофизика*, 1973, 16, № 5, с. 716—718.
12. Бибнова В. П., Бородзич Э. В. и др. Нулевой радиоспектрометр трехсантиметрового диапазона для наблюдений галактической радиолинии возбужденного водорода. — *Тр. ФИАН СССР*, 1969, 47, с. 137—143.
13. Weinreb S. A digital spectral analysis technique and its application to radio astronomy. — MIT, Technical Report № 412, Cambridge, Massachusetts, 1963, 119 p.
14. Henderson A. P. Large scale structure of the neutral hydrogen in the Galaxy. Dissertation. University of Maryland, USA, 1967.
15. Riegel K. W. 21-sm line observations of small diameter Galactic HII regions. Dissertation. University of Maryland, USA, 1966, 28 p.